

THÈSES

PRÉSENTÉES A LA

FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ
(Mention Sciences)

PAR

Vartan HANTCHERIAN

PREMIÈRE THÈSE

Étude de circuits de Commutation destinés à la Sécurité
des Réacteurs Nucléaires

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le 6 Décembre 1960 devant la Commission d'Examen

MM. FREYMANN

Président

ARNOULT

BERTEIN

PAUTHENIER

} *Examineurs*

THÈSES

PRÉSENTÉES A LA

FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ
(Mention Sciences)

PAR

Vartan HANTCHERIAN

PREMIÈRE THÈSE

Étude de circuits de Commutation destinés à la Sécurité
des Réacteurs Nucléaires

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le 6 Décembre 1960 devant la Commission d'Examen

MM. FREYMANN

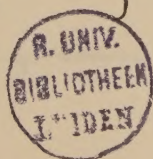
Président

ARNOULT

BERTEIN

PAUTHENIER

} *Examineurs*



FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

PROFESSEURS

Doyen J. PERES

G. JULIA	T Analyse supérieure et Algèbre supérieure	RIZET	Génétique
DE BROGLIE	T Théories physiques	ROUTHIER	T Géologie appliquée
PRENANT	T Anatomie et histol. comparées	Mme TONNELAT	T Relativité
PERES	T Mécanique des fluides et applications	DXMIER	T Mathématiques (MPC)
BARRABE	T Géologie struct. et Géologie appliquée	SOUCHAY	T Chimie générale
BOURCART	T Géogr. physique et Géol. dynamique	AIGRAIN	T Electrotechn. générale
PLANTEFOL	T Botanique	BRUSSET	Chimie minérale
GRASSE	T Evolution des êtres organisés	M. LEVY	T Physique théorique des hautes énergies
PREVOST	T Chimie organique	Mme CHAIX	Chimie biologique
BOULIGAND	T Application de l'analyse à la Géométrie	Mme HUREL-PY	Biol. vég. (P.C.B.)
CHAUDRON	T Chimie appliquée	PIAUX	Chimie (M.P.C.)
WYART	T Minéralogie	BRUN	T Mécanique exper. des Fluides
TEISSIER	T Zoologie	LEDERER	T Chimie biologique
MANGENOT	T Biologie végétale	Mme DUBREIL	T Mathématiques
P. AUGER	T Physique quantique et relativité	Mme LELONG	T Mathem. (E.N.S.)
MONNIER	T Physiologie générale	BELLAIR	T Géologie (S.P.C.N.)
PIVETEAU	T Paléontologie	COTTE	T Physique (Orsay)
ROCARD	T Physique (E.N.S.)	DUBOIS J.E.	T Chimie organique
H. CARTAN	T Mathématiques (E.N.S.)	LAMOTTE	Zoologie (E.N.S.)
LAFFITTE	T Chimie Générale	MICHEL André	T Chimie (S.P.C.N.)
FAVARD	T Géométrie supérieure	OLMER	T Energétique Glé
COULOMB	T Physique du Globe	ROUAULT	T Physique générale
Mlle COUSIN	T Biologie animale (S.P.C.N.)	GAUTHIER	T Mécanique appliquée
CHRETIEN	T Chimie minérale	BARCHEWITZ	T Chimie Physique
P. DRACH	T Zoologie	BROSSEL	T Physique atomique
KASTLER	T Physique (E.N.S.)	BUSER	Physiologie comparée
EPHRESSI	T Génétique	CAMUS	Physiol. Vég. (3 ^e Cycle)
WURMSER	T Biologie physico-chimique	CASTAING	Physique générale
RIVIERE	T Géologie (SPCN) Orsay	CURIEN	Minéralogie et cristallographie
GAUTHERET	T Biol. Végétale (PCB)	MOYSE	T Physiol. Vég. (Orsay)
LUCAS	T Recherches Physiques	PANNETIER	Chimie (S.P.C.N.)
A. THOMAS	T Biol. cellulaire	POSSOMPES	T Zoologie
ARNULF	T Optique appliquée	PULLMANN	Chimie théorique
M. MORAND	T Enseignement de Physique	TEILLAC	Physique nucléaire et radioactivité
SOLEILLET	T Physique (P.C.B.)	TONNELAT	Biol. physico-chimique
FORTIER	T Mécanique expérimentale des fluides	VILLE	T Econométrie
DANJON	T Astronomie	WILLEMART	Chimie (P.C.B.)
PETIT	T Biologie maritime	DODE	T Chimie (SPCN) Orsay
QUENEY	T Météorologie et dynamique atmosphérique	FREYMANN	T Physique générale
GALLIEN	T Embryologie	GUINOCHET	T Biol. Vég. (Orsay)
EICHHORN	T Biologie végétale (S.P.C.N.)	ROLLET	T Chimie (P.C.B.)
DE CUGNAC	T Biologie végétale (S.P.C.N.)	Mlle JOSIEN	T Chimie (P.C.B.)
Mlle CAUCHOIS	T Chimie Physique	CHEVALLEY	T Géométrie algébrique et théorie des groupes
THELLIER	T Physique du Globe	ARNOULT	T Electronique
L'HERITIER	T Génétique	CHAPELLE	T Physique (M.P.C.) (Orsay)
GRIVET	T Radioélectricité	DELANGE	T Mathématiques (Orsay)
FONCIN	T Mécanique générale	DENY	T Mathématiques (MGP)
DUBREIL	T Arithmétique et théorie des nombres	GERMAIN	T Mécanique théorique des fluides
QUELET	T Chimie organique	LUCAS G.	T Géologie
CAGNIARD	T Géophysique et théorie des nombres	ALLARD	Chimie Physique
CHAMPETIER	T Chimie macromoléc. l.	BERTHELOT	Physique Nucléaire et Radioactivité
CUVILLIER	T Micropaléontologie	BRICARD	Météorologie et Physique de l'Atmosphère
JUNG	T Pétrographie	Mme ALBE-FESSARD	Psychophysiol.
TRILLAT	T Microscopie et diffract. électronique	FRIEDEL	Physique des Solides
WIEMANN	T Chimie organique et structurale	M. JULIA	Etude des molécules organiques complexes
JACQUINOT	T Spectroscopie et physique céleste	LENDER	Biol. Animale (S.P.C.N.) (Orsay)
VASSY	T Physique de l'atmosphère	MAGAT	Physico-chimie des Rayonnements
DESTOUCHES	T Théories physiques	Mlle QUINTIN	T Electrochimie
PRUVOST	T Géologie	MONOD	T Chimie du métabolisme
AMIEL	T Chimie générale	BENOIT	T Physiologie animale
HOCART	T Minéralogie	DE POSSEL	T Analyse numérique
J.P. MATHIEU	T Physique (Orsay)	CHARLOT	T Chimie analytique
COUTEAUX	T Biol. animale (PCB)	HAUSSINSKY	T Radiochimie
MAY	T Zoologie (Orsay)	LEMEE	T Physiologie B.M.P.V.
CHOQUET	T Théor. des fonctions et Topologie	GUERIN	T Chimie M.P.C.
FELDMANN	T Biol. végétale marine	CHATELET M	Chimie (S.P.C.N.)
GUINIER	T Physique des Solides	JEAN	Physique Nucléaire et Radioactivité
JOST	T Physiologie comparée	MATTLER	Physique (S.P.C.N.)
FORTET	T Calcul des prob. et physique mathématique	MICHEL (Louis)	Physique théorique des hautes énergies
SCHWARTZ	T Calc. diff. et Intégr.	RUMPF	Chimie (P.C.B.)
CHOUARD	T Physiologie végétale	BERGERARD	Zoologie (Orsay)
MALAVARD	T Aviation	BERTIN	Electronique
BRELOT	T Calcul différentiel	BOUSSIÈRES	Chimie des Radioéléments
NORMANT	T Synthèse organique	Mme COUTURE	Physique (P.C.B.)
BENARD	T Chimie minérale	ELLENBERGER	Géologie Structurale et Géologie appliquée
BUVAT	T Botanique (E.N.S.)	FRANC	Biologie animale
DUGUE	T Statistiques mathém.	SCHNELL	Botanique tropicale
GELOSO	T Chimie (S.P.C.N.)	STOLKOWSKI	Physiologie générale
SOULAIRAC	T Psychophysiology	ACHER	Chimie Biologique (Orsay)
ULRICH	T Physiologie végétale	BAUDOIN	Biologie animale (P.C.B.)
MARECHAL	T Optique théorique et appliquée	BEAUMONT	Biologie animale (S.P.C.N.)
KIRRMANN	T Théories chimiques	BLAMONT	Géophysique Ionosphère
CHADEFAUD	T Botanique	BOURREAU	Biologie Végétale S.P.C.N. (Orsay)
Mlle LE BRETON	T Physiol. générale	CURIE D.	Physique (M.G.P.)
SALEM	T Mathématiques générales	DURAND-DELGA	Géologie
LELONG	T Mathématiques générales	FREON	Chimie (P.C.B.)
DEVILLERS	T Anatomie et Histol. comparées	HELLER	Physiologie végétale
EHRESMANN	T Topologie algébrique	TORTRAT	Calcul des Probabilités
FRANÇON	T Physique (S.P.C.N.)	CAILLEUX	Géologie (S.P.C.N.)
GLANGEAUD	T Géogr. physique et Géologie dynamique	MAGNAN	Physique (M.P.C.)
GODEMENT	T Mathématiques (MGP)	DAUDEL	Mécanique Ondulatoire appliquée à la chimie théorique et à la Physique Nucléaire
PISOT	T Techniques mathem. de la Physique		Biologie Végétale (S.P.C.N.)
ROCH E.	T Géologie		
SCHATZMANN	T Astrophysique		
TERMIER	T Paléontologie stratigraphique		
ZAMANSKY	T Mathématiques générales		
LENNUIER	T Physique (M.G.P.)		

Secrétaire général C. MONIER

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à MM. Freymann, Arnoult, Bertein et Pauthenier pour le profit que j'ai pu tirer des conseils et critiques qu'ils m'ont prodigué au sujet de la rédaction de ce mémoire.

J'adresse mes plus vifs remerciements à MM. Surdin et Weill, qui m'ont permis d'entreprendre cette étude ainsi que la réalisation pratique s'y rapportant dans le cadre de mes occupations au Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay.

Je remercie également Monsieur Furet qui m'a fourni l'idée du sujet de ce mémoire, ainsi qu'une ligne directrice de l'étude que j'ai adoptée.

Une partie de l'appareillage décrit concernant les déclencheurs et les mesures s'y rapportant ont été réalisés en collaboration avec Monsieur Ferouillat.

Je tiens à le remercier pour son précieux concours.

NOTATIONS

Les notations utilisées dans cet exposé sont les suivantes et leurs valeurs numériques sont en MKSA.

- A = I_{cc}/I_c
- B = Induction
- C = capacité électrique
- d = épaisseur d'un tore
- E = Différence de potentiel (valeur crête)
- G = gain en tension à vide d'un transistor
- g = admittance = $\frac{1}{R}$
- h = hauteur d'un tore magnétique
- Hc = champ coercitif
- i = courant électrique
- Ic = courant correspondant à $\frac{1Hc}{N}$
- Icc = courant de commande ou de court-circuit
- If = courant de Foucault
- K = rapport d'un nombre de spires ou facteur de multiplication
- l = longueur d'un circuit magnétique
- L = self induction
- N = nombre de spires
- p = puissance en watts
- r = résistance
- R = résistance
- t = temps
- tb = $t_2 - t_1$ = temps de basculement d'un tore magnétique
- T = période ou transformateur
- u = d d p
- V = d d p (valeur efficace) ou transistor
- x = rapport de tension
- z = impédance
- α = rapport sans dimensions
- β = gain en courant d'un transistor émetteur à la masse ou fraction de neutrons retardés.

- η = facteur sans dimensions
 θ = constante de temps ou durée de vie des neutrons
 u = perméabilité magnétique
 ρ = résistivité électrique ou réactivité en pcm
 σ = conductivité électrique
 $\emptyset$ = flux d'induction magnétique ou flux neutronique
 ω = pulsation.

AVANT-PROPOS

Nous nous proposons d'étudier des circuits de commutation rapides et robustes destinés aux ensembles de sécurité des réacteurs nucléaires.

Après avoir cité les dispositifs classiques des circuits de sécurité des réacteurs nucléaires utilisant des relais, électromécaniques, nous examinerons un procédé basé sur des dispositifs de commutation rapide employant au minimum les éléments actifs, qu'ils soient tubes électroniques ou semi-conducteurs.

Le procédé utilisé est basé sur la propriété de basculement du point de fonctionnement des tores ferromagnétiques à cycle d'hystérésis rectangulaire. En complément au premier chapitre, on trouvera une annexe qui est un rappel sommaire des notions courantes de génie atomique destiné à préciser exactement le problème posé.

L'essentiel du travail faisant l'objet de ce mémoire a été exécuté en "Section Electronique des réacteurs" du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay dirigée par Monsieur Weill ; il repose sur l'étude et la réalisation d'éléments prototypes destinés à des ensembles de sécurité.

INTRODUCTION

La recherche de l'amélioration de la sécurité de fonctionnement des réacteurs nucléaires entraîne la nécessité de les arrêter assez rapidement dans certains cas lorsqu'un incident se produit.

On utilisait, et l'on utilise encore des relais électromécaniques dans les circuits de sécurité. Ils ont pour eux l'avantage de la simplicité, mais ne permettent pas toujours de réaliser des ensembles logiques simples. En effet, ils ont en principe qu'un seul organe de commande. De plus, ils sont sensibles aux chocs et vibrations et, ont une vitesse de réponse non négligeable dans les techniques actuelles. Il existe des éléments de commutation statiques basés sur le basculement du point de fonctionnement d'un circuit magnétique à cycle d'hystérésis rectangulaire. Mais, ils sont généralement utilisés à très basse fréquence. Dans ce cas leur temps de réponse est de l'ordre de celui des relais électromécaniques.

Nous avons donc étudié et réalisé de tels éléments fonctionnant à quelques dizaines de KHz.

Nous examinons le mode de fonctionnement et la détermination de leurs paramètres à toute fréquence inférieure au temps de basculement limite, propre au matériau utilisé.

Nous avons également réalisé des éléments d'entrée de ces dispositifs de commutation statique, à haute impédance, pouvant être utilisés directement à partir des appareils de mesure dont nous disposons, en l'occurrence des amplificateurs à courant continu.

CHAPITRE I

LE PROBLÈME DE LA SÉCURITÉ DES RÉACTEURS NUCLÉAIRES

I.1 - GENERALITES -

La recherche de l'augmentation de la sécurité de fonctionnement d'un réacteur nucléaire pose quatre problèmes.

a) L'augmentation du nombre de chaînes de sécurité. On cherchera à tenir compte de tous les paramètres pouvant perturber le fonctionnement du réacteur.

b) La multiplication éventuelle des chaînes de mesure sur un même paramètre.

c) La nécessité d'imposer un programme à la chaîne de sécurité, pour ne pas arrêter le réacteur quelle que soit la cause, mais suivant l'importance de l'ordre reçu.

Par exemple :

- 1) Indication de l'origine de la panne ;
- 2) Mise à puissance réduite du réacteur ;
- 3) Arrêt du réacteur au bout d'un temps donné ;
- 4) Arrêt instantané du réacteur.

Les trois premières phases permettent à l'opérateur d'intervenir sur l'origine de la panne.

d) Les ordres peuvent provenir soit des appareils de mesure, soit d'un mauvais fonctionnement du système de sécurité d'où la nécessité d'avoir des éléments robustes indiquant éventuellement leur propre mise hors service.

Il faudra en effet que l'on sache, à chaque instant si le système de sécurité est en panne ou en service. Souvent, un test périodique d'une chaîne de sécurité sera nécessaire.

I.2 - LES FACTEURS D'INSECURITE DES REACTEURS NUCLEAIRES -

I.2.1 - Radioactivité des produits de fission.

La cause première d'insécurité dans un réacteur est la radioactivité considérable des produits de fission qu'il contient. Entre autres, l'activité gamma à saturation est de l'ordre de six curies par watt de puissance thermique ; ainsi le cœur d'un réacteur de 250 Mégawatts thermiques est aussi radioactif que 1 600 tonnes de radium. Ces chiffres montrent l'importance du risque intrinsèque d'un réacteur nucléaire.

I.2.2 - Les fuites de radioactivité.

Les circonstances suivantes peuvent conduire à des dégagements de produits de fission.

a) Développement d'un état super critique (emballement de la pile).

b) Fusion d'éléments de la pile elle-même, par exemple après l'arrêt de la réaction en chaîne en raison de la chaleur dégagée par les produits de fission.

c) Réactions chimiques exothermiques entre divers constituants de la pile à partir d'une certaine température.

I.2.3 - Le problème de l'emballement.

Le fait d'une fausse manœuvre peut accroître énormément le niveau de puissance en un temps très court (qui est une fonction exponentielle de la réactivité (Annexe I) et de la durée de vie des neutrons). Les courbes de Nordheim présentées figure 1, montrent que la période peut devenir de

l'ordre de quelques millièmes de seconde. Ceci montre qu'il est indispensable de pouvoir arrêter le réacteur en quelques millièmes de seconde si l'on ne veut pas que sa puissance devienne prohibitive.

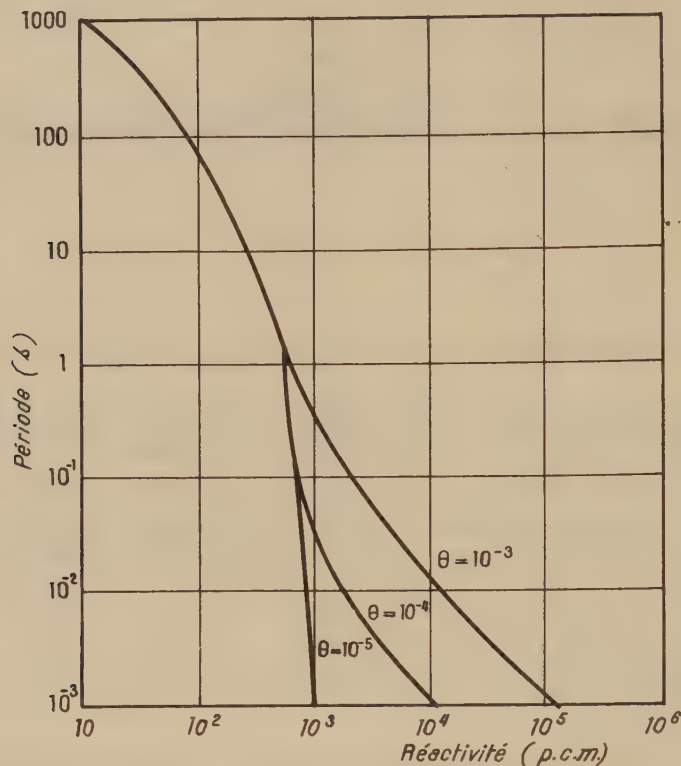


Figure 1 - Variation de la période d'un réacteur avec la réactivité pour diverses durées de vie des neutrons.
COURBES de NORDHEIM

1.3 - LES PARAMETRES DE SECURITE -

Les dispositions à prendre pour assurer la sécurité d'un réacteur se déduisent des risques analysés sommairement ci-dessus. Elles devront donner au réacteur le degré de sécurité voulu sans provoquer d'arrêts trop fréquents pour des causes mineures.

L'importance relative de chacun des paramètres à considérer est fonction de la pile étudiée.

Les impératifs de sécurité ont des incidences sur :

- 1) La conception générale du réacteur
- 2) Le système de contrôle

et nécessitent

- 3) Des dispositifs de sécurité efficaces.

Les paragraphes 1) et 2) sortent du cadre de cette étude.

Les systèmes de Sécurité.

Un système de sécurité est conçu pour arrêter la pile en cas d'incident. L'arrêt pourra être commandé par les signaux de déclenchements suivants :

- Flux neutronique élevé ;
- Période de croissance trop courte ;
- Arrêt de distribution du courant électrique ;

Température excessive du milieu multiplicateur ou du fluide refroidisseur ;
Radioactivité trop élevée au voisinage du réacteur ;
Erreur de manœuvre ;
Panne dans le circuit de mesure ;
Déficiência du système de refroidissement.

En conséquence : les circuits de sécurité devront avoir les qualités suivantes :

- 1) Etre conçus de manière qu'une panne n'entraîne pas une condition d'insécurité ;
- 2) Etre simples et robustes ;
- 3) Comprendre aussi peu d'éléments actifs et de systèmes mécaniques que possible ;
- 4) La rapidité d'intervention devra être aussi grande que possible. On a vu qu'une rapidité de l'ordre de quelques milli-secondes est suffisant en général.

CHAPITRE II

LES CIRCUITS DE SÉCURITÉ DES RÉACTEURS

II.1 - PRINCIPE CLASSIQUE -

Nous avons vu qu'un certain nombre de causes (excès de puissance neutronique, période trop courte etc.) nécessitent l'arrêt du réacteur.

Cet arrêt est obtenu par l'introduction dans le cœur du réacteur de barres dites de "Sécurité" destinées à arrêter la réaction en chaîne le plus rapidement possible. Les barres sont souvent maintenues en position haute par un électro-aimant. Cet électro-aimant est alimenté par un circuit dit de "déclenchement" comprenant en série des contacts travail de relais. Ces circuits sont eux-mêmes excités à travers un circuit fermé en opération normale. Un des circuits les plus simples est en général conçu de la manière indiquée figure 2.

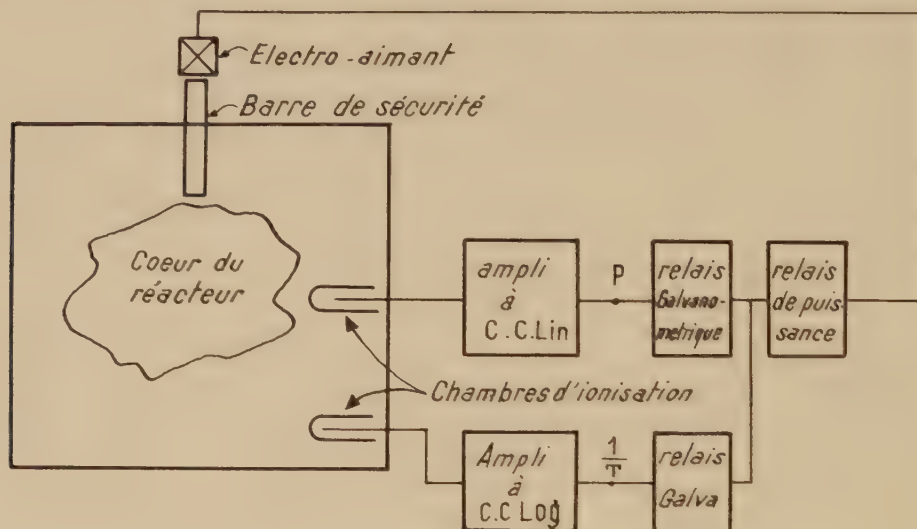


Figure 2

Le flux neutronique est mesuré à l'aide de chambres d'ionisation dont le courant est envoyé à l'entrée d'un amplificateur à courant continu.

1) La première chaîne comprend un amplificateur à courant continu linéaire qui donne un signal de sortie proportionnel à la puissance neutronique.

2) La seconde chaîne comprend un amplificateur à courant continu logarithmique dont on dérive le signal de sortie qui donne donc un signal inversement proportionnel à la période. En effet (annexe I)

$$\frac{dn}{n} = \frac{dt}{T}$$

d'où :

$$\frac{1}{T} = \frac{dLn}{dt}$$

On pourra donc à partir d'un certain niveau de puissance ou de la période agir sur les relais galvanométriques permettant de couper l'alimentation de l'électro-aimant retenant la barre de sécurité. Le temps de réponse d'une chambre d'ionisation et d'un amplificateur à courant continu peut être de l'ordre de la milliseconde. L'action de la barre de sécurité sur la réactivité peut être de 5 millisecondes dans les meilleures conditions. Le temps de réponse global devant être au maximum de quelques millièmes de seconde, il faut rendre négligeable le temps de réponse des relais pour que l'ensemble de la chaîne ait un temps de réponse compatible avec la sécurité. Mais les relais électro-mécaniques ont des temps de réponse pouvant varier de 20 ms pour un relais normal à 100 ms pour un relais galvanométrique.

On voit que le "temps mort" apporté par les relais est nettement trop élevé même pour ce cas simple. Dans la pratique, il faut des éléments de commutation ayant tous les avantages des relais dont le temps de réponse pour plusieurs de ceux-ci en série soit inférieur à la milliseconde.

Nous verrons par la suite que les relais statiques outre leur robustesse, peuvent sous certaines conditions, répondre à cet impératif.

II.2 - PRINCIPE DE SURABONDANCE -

Il permet de diminuer les risques de non fonctionnement du système de sécurité par suite d'une panne de circuit ou d'appareil.

- Toute chaîne de sécurité est au moins double ;

- Pour éviter toute corrélation entre deux chaînes parallèles, celles-ci comportent des sources d'énergies différentes.

II.3 - PRINCIPE DES CONCORDANCES -

Le principe des circuits doubles présente deux inconvénients :

- 1) Déclenchement trop fréquents. En effet, il suffit d'une anomalie quelconque pour que le déclenchement s'opère.

- 2) Essais des circuits de déclenchements impossible lorsque le réacteur est en marche.

Ce dernier inconvénient, fait que toute panne dans une chaîne peut rester indétectée très longtemps. La probabilité pour qu'une telle panne affecte le même paramètre sur chacun des circuits d'alerte est de ce fait grandement augmentée.

La méthode des coïncidences améliore ces deux conditions. Un système possible est représenté sur les figures 3 et 4. Chaque chaîne de sécurité est triple. Toute corrélation entre trois chaînes parallèles est évitée. La coïncidence de deux signaux est nécessaire pour provoquer l'arrêt du réacteur.

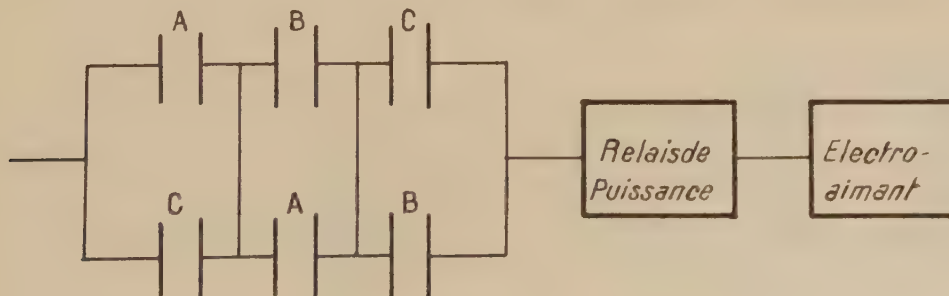


Figure 3

- Chaque relais a deux contacts fermés lorsqu'il est alimenté.

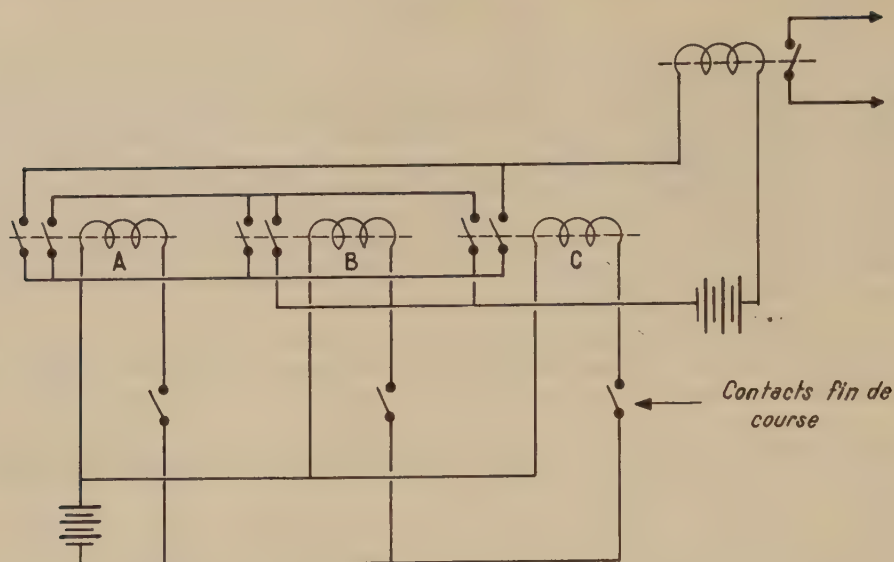


Figure 4

La fonction logique (voir annexe sur le calcul logique) de ce système est le suivant :

$$Y = \bar{A} \cdot \bar{B} + \bar{B} \cdot \bar{C} + \bar{A} \cdot \bar{C}$$

Au repos, l'électro-aimant est alimenté s'il n'y a aucun ordre sur A, B, C. Les contacts sont fermés au repos.

II.4 - PRINCIPE DES DISCORDANCES -

La méthode des discordances a pour but de détecter immédiatement non seulement toute panne "sûre" mais encore toute fausse indication des appareils de mesure les plus importants.

La panne "sûre" étant celle faisant fonctionner le circuit de sécurité et la panne non "sûre", celle qui n'aura pas fait fonctionner le circuit qu'il doit commander (par exemple un relais qui ne lâche pas lorsqu'on le désexcite).

On utilise pour une même mesure quatre chaînes parallèles donnant des indications identiques en régime normal. La figure 5 en montre un exemple. Les quatre chaînes de mesure de puissance sont aiguillées d'une part vers les enregistreurs commandant des contacts fin de course de sécurité, d'autre part vers un amplificateur sommateur.

En partant de ce principe, on peut envisager les opérations suivantes :

- a) Comparaison des puissances entre elles.

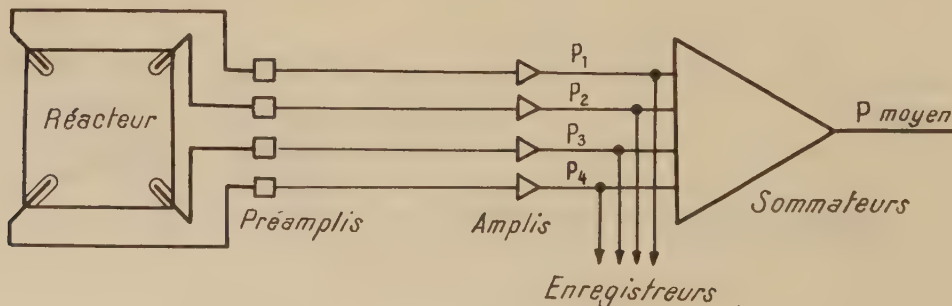


Figure 5

Le signal de puissance qui, au niveau où il est pris, est une tension continue variant de 50 millivolts à 50 volts peut être comparé au signal voisin grâce à un relais sensible. Lorsqu'un signal est différent des autres d'une valeur fixée à l'avance, la discordance se traduit par un ordre au circuit de sécurité.

b) Comparaison des puissances à la valeur moyenne ou d'une valeur affichée.

Il suffit qu'une des valeurs P_1 à P_n en soit différente pour qu'un ordre s'établisse.

Mémoire - La mémoire n'est pas une sécurité en elle-même. Elle est surtout destinée à porter à la connaissance de l'opérateur, les anomalies fugitives.

Résumé.

Nous avons vu que les systèmes de sécurité sont des ensembles fonctionnant par tout ou rien, qu'ils sont réalisés à l'aide de relais électromécaniques. Mais leur temps de réponse est en général trop élevé pour assurer une sécurité absolue. Il est donc souhaitable d'utiliser des systèmes de commutation à grande vitesse de réponse, donc sans partie mécanique.

Les systèmes que nous allons utiliser auront des temps de réponse tels que le branchement d'une dizaine de ceux-ci en série présentera un temps mort inférieur à la milliseconde. Ils devront, par leurs propriétés, pouvoir remplacer les relais électromécaniques dans tous les montages où ils sont employés.

CHAPITRE III

ÉLÉMENTS DE COMMUTATION MAGNÉTIQUES

III.1 - GENERALITES -

L'élaboration des chaînes de sécurité, nous amène à considérer des systèmes électriques par tout ou rien par analogie aux relais électromécaniques.

L'introduction des circuits de concordances et de discordances impose un nombre de mesures très grand. Pour satisfaire aux problèmes de commutation posés, l'introduction des fonctions logiques s'impose [IV].

L'algèbre de Boole permet souvent de résoudre rapidement certains problèmes. En annexe, nous présentons un bref rappel de cette méthode de calcul.

Nous y voyons que trois éléments de base suffisent à réaliser toutes les combinaisons de commutation. Ce sont les montages nommés OU, ET, NON régis par les équations $y = a + b$, $y = a \times b$, et $Y = \bar{a}$.

Il existe des éléments répondant à ces équations, mais leur vitesse de réponse est de l'ordre de 10 millisecondes [V]. Nous envisagerons de réaliser des montages semblables ou dérivés de ceux-ci, mais répondant en 25 microsecondes.

Ces éléments sont basés sur la saturation et la désaturation de noyaux magnétiques à cycle d'hystérésis rectangulaire.

Un enroulement bobiné autour d'un tel noyau magnétique, présente une impédance nulle ou très élevée suivant que le noyau est saturé ou non. L'inconvénient de ce système est qu'il nécessite une puissance de commande non négligeable. L'avantage essentiel que nous avons retenu est que ces relais n'emploient aucun élément actif.

III.2 - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES ELEMENTS DE COMMUTATION UTILISANT DES CIRCUITS MAGNETIQUES A CYCLE BH RECTANGULAIRE -

Soit le schéma de la figure 6a. Ce montage est composé simplement de résistances, de diodes et d'enroulements bobinés sur un noyau magnétique ayant un cycle d'hystérésis rectangulaire. Les tensions V_1 , V_2 et V_3 sont périodiquement variables et peuvent, à priori, être de forme quelconque.

V_1 et V_2 sont en phase, avec $V_1 > V_2$

V_3 est de phase opposée à V_1 et V_2 .

Les éléments sont dimensionnés de telle manière que pour $A = 0$, c'est-à-dire l'interrupteur A ouvert, soit $i_3 = 0$; les courants i_1 et i_2 produits alternativement font parcourir le point de fonctionnement P du cycle d'hystérésis du tore de a à b et de b en a pour une période du signal d'alimentation (V_2 , V_3).

Soient :

l longueur du circuit magnétique (MKSA).

H_c champ coercitif du noyau magnétique.

N_1 nombre de spires du secondaire.

N_2 nombre de spires du primaire.

V_d chute de tension directe des diodes.

r résistance ohmique des bobinages.

$I_c = \frac{lH_c}{N_1}$ est la valeur du courant magnétisant dans N_1 .

$I'_c = \frac{lH_c}{N_2}$ est la valeur du courant magnétisant dans N_2 .

Fonction $Y=A$

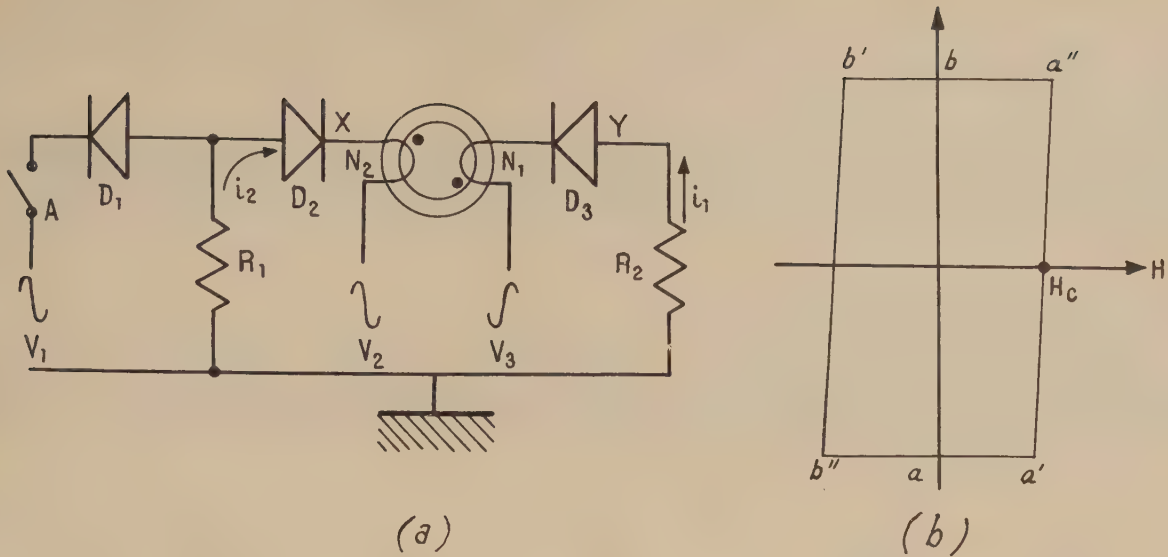


Figure 6

I

Supposons que le noyau magnétique ait son point de repos en a, (figure 6b), V_3 apparaît avec une phase telle qu'un courant circule dans D_3 . Jusqu'à l'apparition d'une valeur de courant i , égale à I_c , la source de tension ne rencontre pratiquement aucune force contre-électromotrice.

Nous avons :

$$V_3 = R_2 i_1 + VD + ri_1$$

lorsque $i_1 = I_c$, une f.c.e.m due à $N_1 S \frac{dB}{dt}$ est produite. Si l'amplitude de V_3 est suffisante, le point a passé successivement de a' en a''. On détermine l'amplitude de V_3 et la demi-période du signal pour que le basculement se fasse en un temps égal à cette demi-période. La tension V_3 ayant disparue a'' passe en b. Pendant toute la phase du basculement le courant i_1 sera égal, au maximum, à I_c .

II

Lorsque V_3 a disparu, V_1 et V_2 apparaissent.

Deux cas peuvent se produire :

1) L'interrupteur est ouvert, V_1 n'est donc pas appliqué.

Le sens d'enroulement de N_2 et du branchement de la diode D_2 sont tels que le courant produit par V_2 amène par le même processus que précédemment, le point b en b'' puis de b'' en a.

V_2 aura alors disparu et V_3 apparaissant, le cycle d'hystérésis est à nouveau parcouru en une période du signal. Nous voyons que le courant circulant dans le circuit N_1, D_3, R_2 aura pendant une demi-période la valeur I_c puis à l'autre zéro, et ainsi de suite. On l'appellera le courant à vide.

C'est un courant redressé à une alternance.

2) L'interrupteur est ouvert, V_1 n'est donc pas appliqué.

L'amplitude de V_1 étant supérieure à V_2 , aucun courant ne circulera dans D_2 et le point de repos reste en b. A la disparition de V_1 et V_2 , V_3 apparaît. Aucune force contre-électromotrice ne limite le courant dans R_2 puisque le circuit magnétique est saturé. Le courant i_1 sera donc :

$$i_1 = \frac{V_3 - V_0}{R_2 + r}$$

que l'on appellera courant de court-circuit I_{cc} . La qualité d'un tel montage sera caractérisé par le rapport $A = \frac{I_{cc}}{I_c}$.

Pour un montage déterminé I_c ne dépend que du matériau du circuit magnétique. L'augmentation du rapport A ne pourra se faire qu'en augmentant I_{cc} . Nous voyons qu'au point de vue logique, un signal VR_2 apparaît que lorsque V_1 est appliqué. Ceci correspondra à l'écriture symbolique

$$Y = A$$

III.3 - FONCTION LOGIQUE ET $(Y = A \cdot n)$ -

Modifions le schéma de la figure 6a et ajoutons en x un nouvel ensemble D'_1, D'_2, R'_1 en parallèle (voir figure 7a). Nous avons, en fait, doublé la commande à l'entrée de cet élément de commutation. Lorsque V_3 apparaît, le cycle est parcouru de a à b comme précédemment. Lorsque V_2 apparaît plusieurs cas sont de nouveau à envisager.

Fonction $Y = A \cdot B$

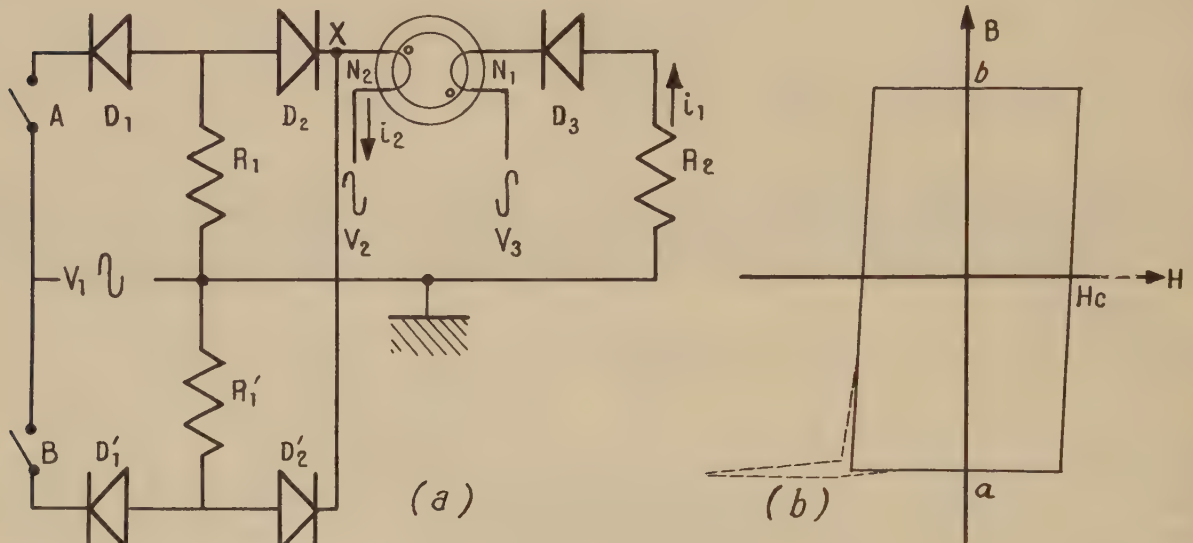


Figure 7

1) Les interrupteurs A et B sont fermés V_1 et V_2 sont donc appliqués. $A = B = 1$.

Le point de repos placé en b par le signal V_3 reste en cette position. Le circuit magnétique est saturé au cycle suivant, car aucun courant ne circule dans N_2 . On obtient à la sortie $i_1 = I_{cc}$.

2) L'interrupteur A est fermé et B est ouvert $A = 1, B = 0$.

Le circuit électrique se comporte comme s'il n'y avait qu'un élément de commande et le circuit magnétique voit son point de fonctionnement passer de b en a, puisqu'un courant $i_2 = I_c$ circule dans N_2 . On obtient à la sortie un courant $i_1 = I_c$. Pour $B = 1$ et $A = 0$ le processus est le même.

3) Les interrupteurs A et B sont ouverts $A = 0, B = 0$.

Un courant I_c circule dans D_2 et dans D'_2 . Le courant dans N_2 étant trop important, le cycle est parcouru de b en a en suivant la courbe représentée en pointillé figure 7b. Le résultat de cet effet est que le circuit magnétique bascule en un temps plus court que la durée du signal appliqué. Nous voyons, qu'au point de vue logique, nous n'obtenons un signal de sortie que lorsque A et B sont fermés. L'écriture symbolique sera :

$$Y = A \cdot B$$

Nous avons en effet $Y = 1$ lorsque A et B sont égaux à 1. En branchant plusieurs ensembles de diodes et résistances semblables à D_1 et R_1 au point X, on peut augmenter la fonction. Nous aurons par exemple :

$$Y = A.B \dots n$$

Pratiquement nous sommes limités dans la valeur de n lorsque nous réalisons des liaisons entre éléments semblables.

Suivant le nombre de variables de cette fonction, on dira que l'on a un "ET" une entrée, deux entrées etc.

III.4 - FONCTION LOGIQUE NON $Y = \bar{A}$ -

Les tensions V_1 et V_4 (figure 8a) sont toujours périodiquement variables, mais en phases opposées.

A l'encontre du montage de la figure 6a, un signal n'apparaît en sortie que lorsque rien n'est appliqué à l'entrée. C'est-à-dire lorsque $A = 0$.

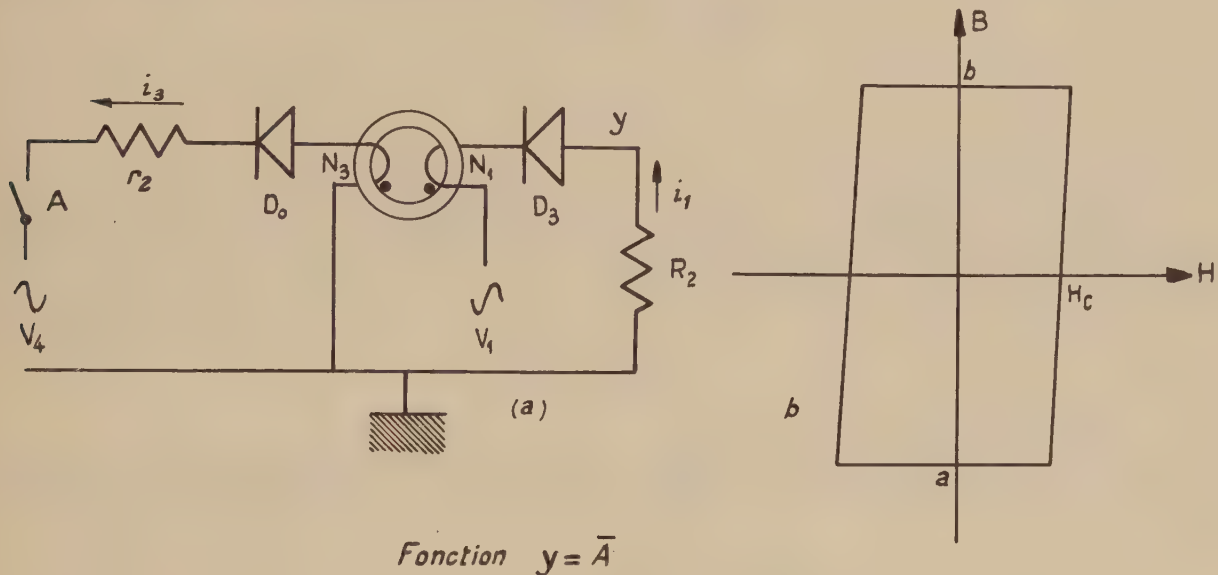


Figure 8

En effet, si A est fermé le cycle d'hystérésis est parcouru en une période de a en b et de b en a, au contraire pour A ouvert le circuit magnétique reste saturé au point b et le courant i_1 devient égal à I_{cc} .

Un signal apparaît donc en sortie lorsque rien n'est appliqué à l'entrée et inversement. Nous avons bien la fonction $Y = \bar{A}$.

III.5 - FONCTION INHIBITION $Y = \bar{B}.A$ -

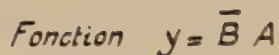
Cette fonction permet l'annulation d'un ordre donné. En effet dans certains montages on peut être amené à annuler un ou plusieurs ordres sans pour cela pouvoir agir sur les ordres eux-mêmes. On pourra simplement annuler l'envoi de ces ordres. Le schéma représentant cette fonction est montré figure 9. Nous remarquons que ce montage est l'association des montages 6a et 8a.

Lorsque l'interrupteur A est ouvert tout se passe comme si N_3 n'existait pas et le fonctionnement est analogue à celui du montage 7a.

Lorsque A est fermé deux cas sont à envisager :

1) L'interrupteur B est ouvert, $B = 0$.

Aucun courant ne circule dans D_2 , on obtient donc un courant de sortie égal à I_{cc} .

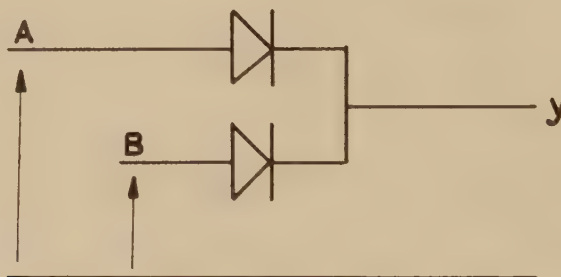


2) L'interrupteur B est fermé, $B = 1$.

Ce principe peut s'appliquer à un ET plusieurs entrées et on peut avoir par exemple :

$$Y = \bar{B}.C.A \text{ etc.}$$

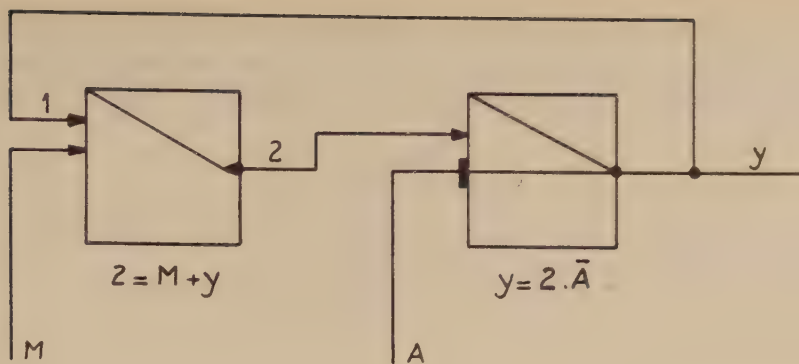
Soit le montage représenté par la figure 10. Si une tension est appliquée en A ou en B on la retrouvera en c, à condition qu'elle ait la polarité requise pour faire circuler un courant dans les diodes.



III. 7 - MEMOIRE -

$$Y = (M + Y) \bar{A}$$

20



$$y = 2 \cdot \bar{A} = (M + y) \bar{A}$$

Figure 11a

Nous voyons en série deux fonctions :

$$2 = M + Y \quad \text{et} \quad Y = 2 \cdot \bar{A}$$

Le produit de ces deux fonctions nous donne bien $Y = (M + Y) \bar{A}$. On supprime Y lorsque M a disparu en appliquant un signal d'arrêt A.

La figure 11b représente une mémoire réalisée à l'aide d'un élément ET à une entrée et d'un élément d'inhibition branchés en série. Lorsqu'un signal M apparaît, un courant $i_1 = I_{cc}$ est produit et s'y maintient lorsque M a disparu. Si on applique un signal A le courant i_1 devient égal à I_c et s'y maintient lorsque A a disparu.

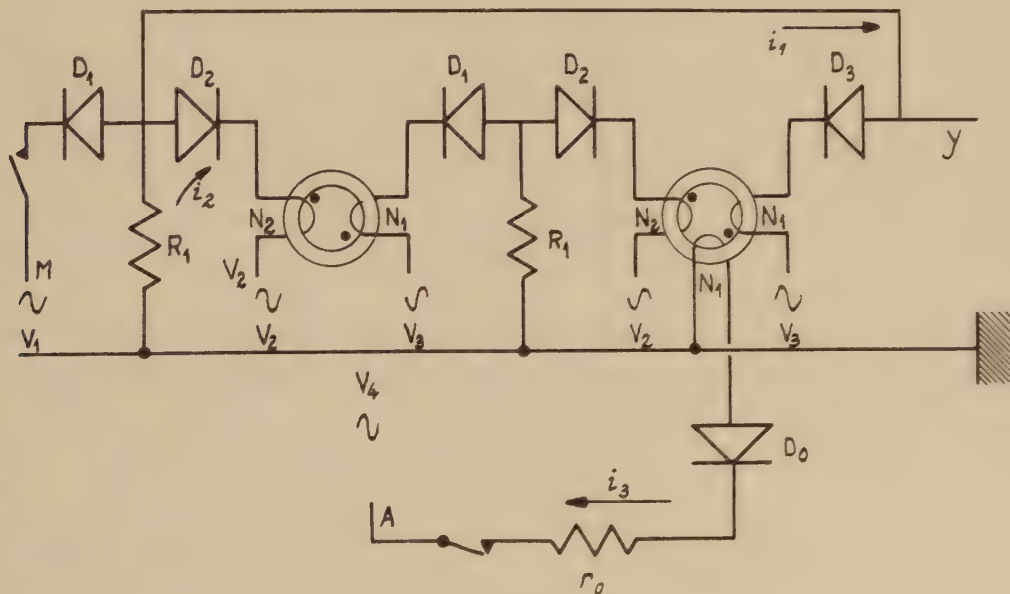


Figure 11b

CONCLUSION -

Trois fonctions logiques élémentaires, suffisent à réaliser les ensembles de commutation destinés aux chaînes de sécurité des réacteurs nucléaires. Ce sont les fonctions $Y = a + b$, $Y = a \times b$ et $Y = \bar{a}$, les autres fonctions n'étant que la réunion de ces trois fonctions élémentaires.

Les éléments de commutations magnétiques réalisent parfaitement ces fonctions.

Avant d'entreprendre la détermination par le calcul de ces éléments (chapitre V), nous allons étudier (chapitre IV) le temps de basculement des tores magnétiques à cycle d'hystérésis rectangulaire.

CHAPITRE IV

ÉTUDE DU TEMPS DE BASCULEMENT D'UN TORE FERRO-MAGNÉTIQUE A CYCLE D'HYSTÉRÉSIS RECTANGULAIRE

IV.1 - COURANT DE COMMANDE -

Soit un bobinage enroulé autour d'un circuit magnétique à cycle d'hystérésis rectangulaire. Une résistance r est branchée en série. Appliquons à ce circuit (figure 12) une tension $E(p)$.

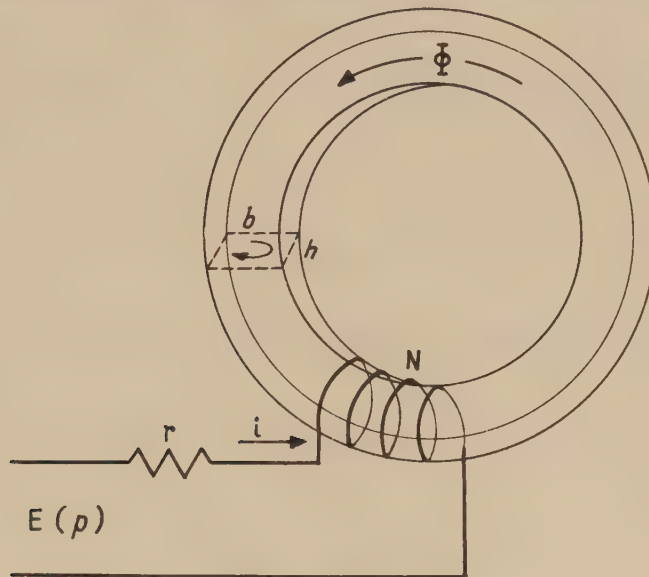


Figure 12

Le tore ne basculera que lorsque le courant i atteindra la valeur particulière $I = \frac{1Hc}{N}$ en MKSA. Au moment du basculement une f.c.e.m. sera produite, égale à :

$$e = - \frac{N d \Phi}{dt} \quad (1)$$

Le courant passant dans r sera :

$$i = I_c + I_f \quad (2)$$

En effet on peut décomposer i en deux parties représentant le courant dû à H_c et aux pertes par courants de Foucault.

On peut écrire :

$$E_{(p)} = \frac{N d \Phi}{dt} + r I_c + r I_f \quad (3)$$

IV.2 - PERTES PAR COURANTS DE FOUCAULT -

Ces pertes sont engendrées par la circulation de courants tourbillonnaires dans le circuit magnétique, de résistivité ρ , sous l'influence des forces électromotrices d'induction qui y prennent naissance.

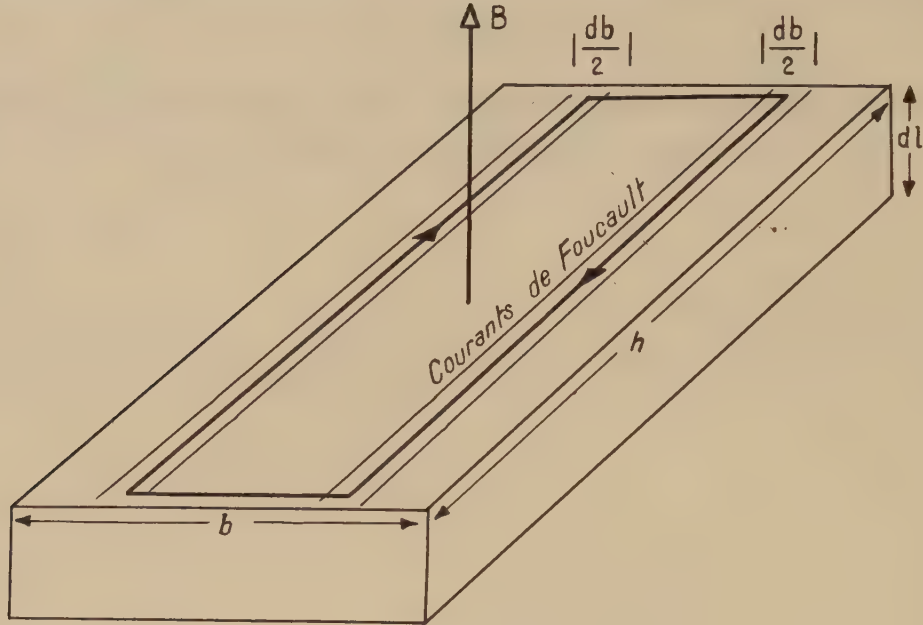


Figure 13

Les lignes de courant sont normales au flux d'induction dans le circuit magnétique (figure 13). Un filet de courant circule sous l'influence d'une f.e.m. d'induction E dans une résistance telle que :

$$E \neq h \cdot b \cdot \frac{dB}{dt} \quad (4)$$

$$R \neq \frac{2h}{\frac{db \cdot dl}{2}} \rho = \frac{4 \rho \cdot h}{db \cdot dl} \quad (5)$$

Les pertes deviennent $\frac{E^2}{R}$

$$\begin{aligned} \frac{E^2}{R} &= h^2 b^2 \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \cdot \frac{db \cdot dl}{4 \rho \cdot h} \\ &= \frac{h b^2 db \cdot dl}{4 \rho} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \end{aligned} \quad (6)$$

Calculons la composante du courant I_f circulant dans l'enroulement N_1

$$\begin{aligned} dI_f &= \frac{P}{e} = \frac{h b^2 db \cdot dl}{4 \rho} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \cdot \frac{1}{N \cdot h \cdot b \cdot \frac{dB}{dt}} \\ I_f &= \frac{b^2 l}{8 \rho N} \cdot \frac{dB}{dt} \end{aligned} \quad (7)$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$E_{(p)} - r I_c = Nhb \frac{dB}{dt} + \frac{rb^2 l}{8\rho N} \frac{dB}{dt} \quad (8)$$

Nous obtenons pour expression du temps de basculement

$$dt = \frac{dB}{E_{(p)} - r I_c} \left[Nhb + \frac{r b^2 l}{8\rho N} \right] \quad (9)$$

Exemple d'application : Si $E_{(p)}$ est une tension continue E_0 appliquée brusquement, le tore aura basculé au bout d'un temps égal à :

$$tb = \frac{2 Bs}{E_0 - r I_c} \left[Nhb + \frac{r b^2 l}{8\rho N} \right]$$

avec $dB = 2 Bs$.

Si nous remplaçons ρ par $\frac{1}{\sigma}$ où σ est la conductivité on peut écrire :

$$tb = \frac{2 Bs h b N^2}{NE_0 - r l H c} + \frac{Bs l \sigma b^2 r}{4 [NE_0 - r l H c]} \quad (10)$$

Nous retrouvons exactement dans ce cas particulier la formule donnée par M.C. Durante [VI] - [VII].

IV.3 - DETERMINATION DU TEMPS DE BASCULEMENT LORSQUE LE SIGNAL APPLIQUE EST SINUSOIDAL -

Le temps de basculement est obligatoirement inférieur à une demie période du signal. Le circuit est alimenté par un générateur de tension sinusoïdale (figure 14).

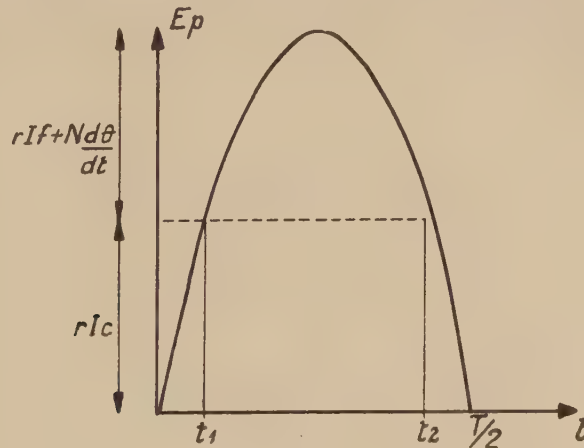


Figure 14

Si l'on considère que le courant est toujours constant lors du basculement, nous aurons :

$$I_c = \frac{E}{r} \sin \omega t_1 = \frac{E}{r} \sin \omega t_2$$

$$\omega t_2 = \pi - \omega t_1$$

tb = temps de basculement.

$$t_2 - t_1 = tb$$

Pendant le basculement on a :

$$\left| E \sin \omega t \right|_{t_1}^{t_2} - r I_c = \frac{dB}{dt} \left[Nh b + \frac{rb^2 l}{8 \rho N} \right]$$

$$\left[Nh b + \frac{rb^2 l}{8 \rho N} \right] \int_{t_1}^{t_2} \frac{dB}{dt} dt = \int_{t_1}^{t_2} E \sin \omega t dt - (t_2 - t_1) r I_c$$

$$- \cos \omega t_2 = \cos \omega t_1$$

$$2 Bs \left(Nh b + \frac{rb^2 l}{8 \rho N} \right) = - \frac{E}{\omega} (\cos \omega t_2 - \cos \omega t_1) - (t_2 - t_1) r I_c$$

$$2 Bs \left(Nh b + \frac{rb^2 l}{8 \rho N} \right) = - \frac{E}{\omega} (-2 \cos \omega t_1) - (t_2 - t_1) r I_c$$

d'où :

$$2 Bs \left(Nh b + \frac{rb^2 l}{8 \rho N} \right) = \frac{2 E \cos \omega t_1}{\omega} - (t_2 - t_1) r I_c$$

$$E = \frac{Bs \omega}{\cos \omega t_1} \left(Nh b + \frac{rb^2 l}{8 \rho N} \right) + \frac{(t_2 - t_1) \omega r I_c}{2 \cos \omega t_1} \quad (11)$$

En conséquence, une fois $tb = t_2 - t_1$, déterminé nous obtenons directement la valeur de r et E nous permettant de calculer les circuits réalisés suivant ce principe.

IV.4 - TEMPS MINIMUM DE BASCULEMENT -

Pour connaître les possibilités d'un matériau, on doit tout d'abord connaître les limites possibles d'utilisation en fréquence. Pour cela, nous allons caractériser un circuit magnétique par son temps minimum de basculement.

Reprenons la formule :

$$dt = \frac{dB}{E_{(p)} - r I_c} \left[Nh b + \frac{rb^2 l}{8 \rho N} \right]$$

$$Nh b + \frac{rb^2 l}{8 \rho N} \text{ est de la forme } Y = A N + \frac{B}{N}$$

Cherchons la valeur minimum de Y .

$$Y' = A - B N^{-2} = 0$$

$$N = \sqrt{\frac{B}{A}}$$

on a bien un minimum, la dérivée seconde étant positive.

$$Y = A \sqrt{\frac{B}{A}} + B \sqrt{\frac{A}{B}} = 2 \sqrt{A \cdot B}$$

d'où :

$$dt = \frac{dB}{E_{(p)} - r I_c} \cdot 2\sqrt{\frac{hb^3lr}{8\rho}}$$

(12)

avec :

$$N \sqrt{\frac{b l r}{8 \rho h}}$$

IV.5 - CAS DES TORES METALLIQUES -

Ils sont en général réalisés à partir d'un alliage, laminé en bandes minces de 0,02 à 0,07 mm d'épaisseur, et sont très fragiles. Les tensions mécaniques avilissent leurs propriétés magnétiques. A titre d'exemple, étudions le cas d'un tore Rectimphy composé d'un alliage Fe Ni à 50 % de Nickel et ayant les caractéristiques suivantes. (MKSA) (Courbes BH figure 15).

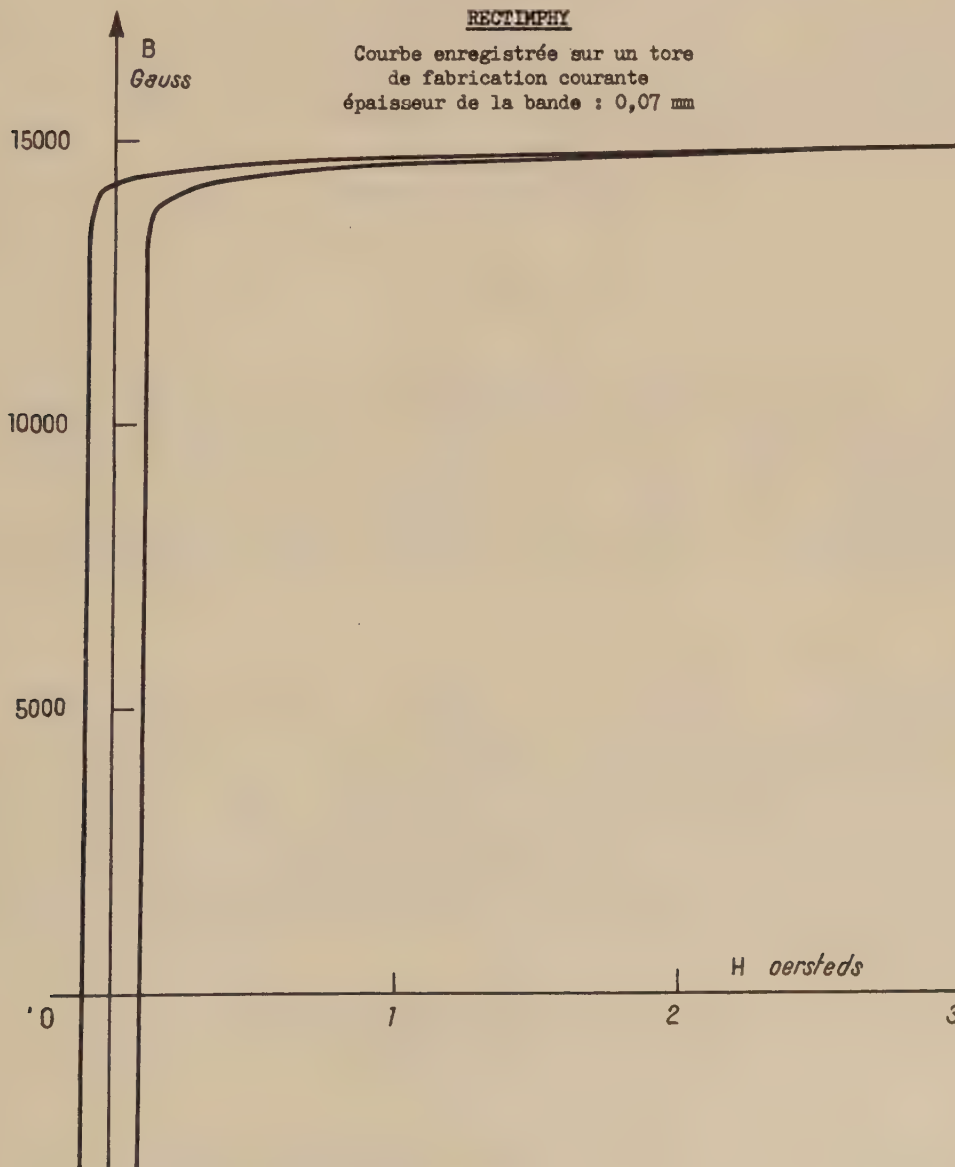


Figure 15

$$\begin{aligned} H_c &= 8 \text{ ATm}^{-1} & B &= 1,4 \text{ Wbm}^{-2} & \rho &= 4,6 \cdot 10^{-7} \Omega \text{ m} \\ h &= 510^{-3} \text{ m} & b &= 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ m} & l &= 6,75 \cdot 10^{-2} \text{ m} \end{aligned}$$

Le temps minimum de basculement, dans le cas d'un saut brusque de tension, sera égal à :

$$dt = \frac{4 B_s}{E_o - r I_c} \sqrt{\frac{hb^3 l r}{8\rho}}$$

$$dt = \frac{5,6}{E_o - r I_c} \sqrt{3,210^{-7} r}$$

avec :

$$N = \sqrt{5,510^3 r}$$

pour :

$$r = 10 \Omega \quad N = 234 \text{ spires}$$

$$I_c = \frac{l H_c}{N} = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ ampères}$$

$$dt = \frac{310^{-2}}{E_o - 2,310^{-2}}$$

Pour que le temps de basculement soit de l'ordre de la milliseconde, il faut que E_o soit de 30 volts environ. Les circuits de commutation magnétique fonctionnant à 50 Hz, soit avec un temps de basculement de 10^{-2} seconde sont alimentés en général sous une tension d'alimentation d'une dizaine de volts avec une résistance série de 100 à 200 Ω . Le calcul précédent montrerait, avec ces valeurs, un temps de basculement de 1 à 2 10^{-2} seconde.

Il est possible que l'on trouve commercialement des tores métalliques ayant de meilleures caractéristiques, mais si l'on veut utiliser des fréquences de plusieurs kilohertz les ferrites seront d'un meilleur emploi.

IV.6 - CAS DES TORES EN FERRITES -

Le développement des recherches sur les ferrites a permis de pouvoir disposer d'éléments ayant des résistivités en courant continu de l'ordre de 10 à 20 ohms mètre et plus. Ceci représente par rapport aux tores métalliques un facteur d'environ $5 \cdot 10^7$. On pourrait donc s'attendre à des temps limites de basculement inférieurs à 10^{-9} seconde. Mais les mesures dynamiques de la courbe BH, dans la gamme de fréquence de 5 KHz à 200 KHz, par la méthode de l'oscilloscope, montrent une résistivité de l'ordre de 210^{-3} ohms mètre. Mais, le fait essentiel pour l'utilisation de ces matériaux est que ces pertes sont fonction de la fréquence. Donc ρ semble constant dans la gamme de mesures. Lors de la détermination d'éléments de commutation, il suffira de déterminer la résistivité dynamique du matériau utilisé et d'en tenir compte dans les formules donnant le temps de basculement.

Les tores que nous utilisons pour réaliser les relais statiques sont des rectalites LTT du type 4001 ou 4401 en FN107. Leurs caractéristiques sont les suivantes :

$$\begin{aligned} B_s &= 0,325 \text{ Wb.m}^{-2}, & H_c &= 44 \text{ ATm}^{-1}, & \rho \text{ en continu} &= 20 \text{ ohms.m}, & \rho \text{ dynamique} &= 210^{-3} \text{ ohms.m}, \\ b &= 1,35 \cdot 10^{-3} \text{ m}, & h &= 210^{-3} \text{ m}, & l &= 1,610^{-2} \text{ m}. \end{aligned}$$

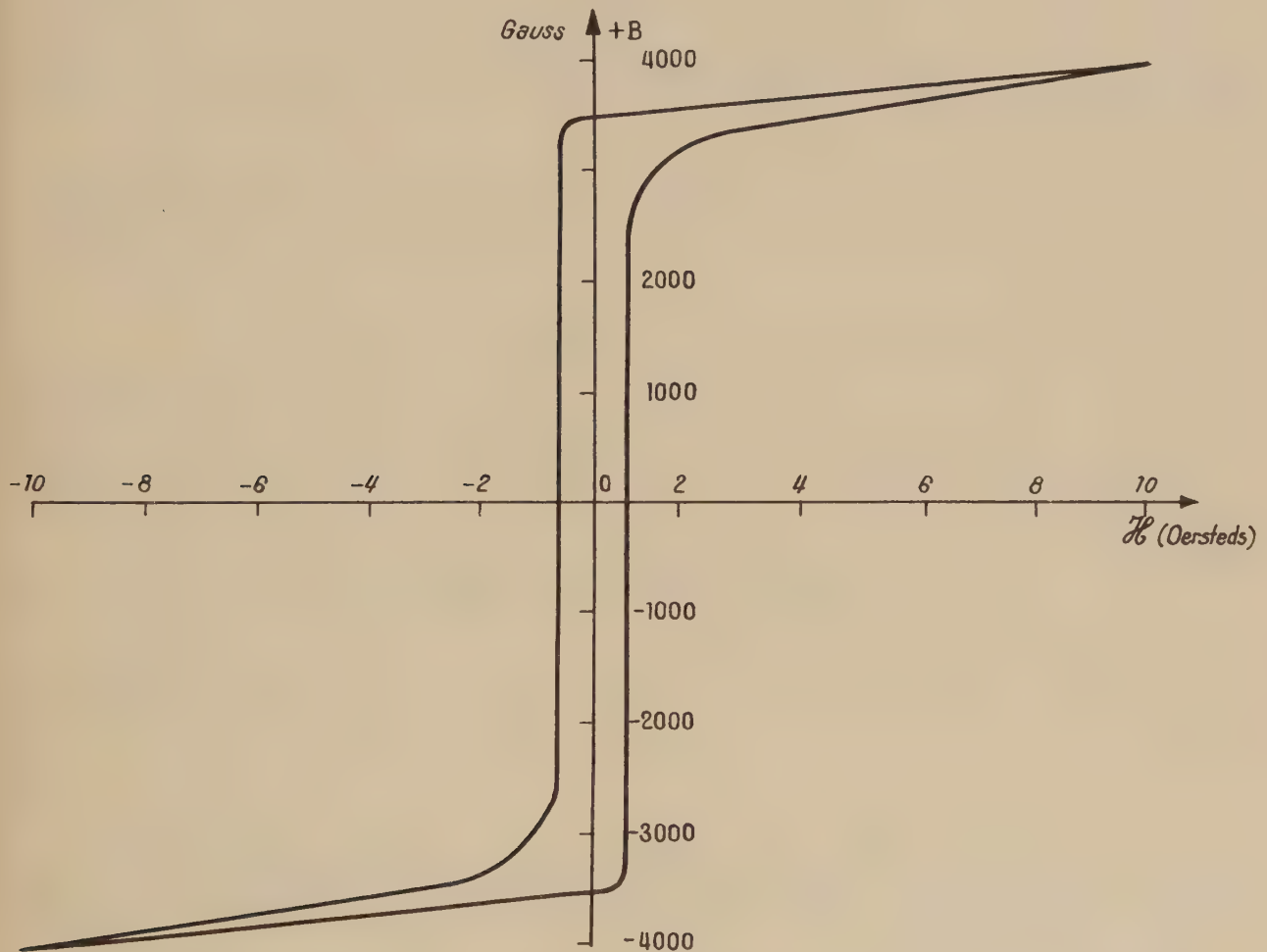
Le temps de basculement le plus court dans le cas d'un saut brusque de tension appliqué au circuit de la figure 12 sera :

$$dt = \frac{4 Bs}{E_o - r I_c} \sqrt{\frac{hb^3 lr}{8 \rho}}$$

$$dt = \frac{1,310^{-6}}{E_o - r I_c} \sqrt{4,93 r}$$

correspondant à un nombre de spires $N = \sqrt{\frac{1,35 r}{2}}$

Pour $r = 1,5 \Omega$, $E_o = 1v$ et $N = 1$, dt serait égal à $3 \mu s$. Ces résultats semblent nettement suffisant pour fonctionner à 20 KHz.



RECTALITE 4001 LTT

Figure 16

CHAPITRE V

DÉTERMINATION DES ÉLÉMENTS CONSTITUANT UNE LOGIQUE

Une "logique" est la réalisation d'un assemblage d'éléments de commutation régis par une équation ou un ensemble d'équations des chaînes de contacts.

Nous avons étudié au paragraphe III.2 le principe de fonctionnement des éléments de commutations magnétiques en considérant que les ordres étaient transmis par l'ouverture ou la fermeture d'interrupteurs.

En fait, les ordres sont transmis de deux manières :

1) Soit par la liaison d'éléments semblables en cascade. Dans ce cas, c'est la sortie d'un ou plusieurs éléments qui commandent un ou plusieurs autres éléments.

2) Soit par un déclencheur traduisant, par tout ou rien, des ordres reçus par les divers appareils de mesure.

V.1 - LIAISON EN CASCADE D'ELEMENTS DE COMMUTATION -

Nous avons pu voir au paragraphe IV que si l'on veut travailler à des fréquences élevées, nous sommes amenés à tenir compte des pertes par courants de Foucault dans la détermination des éléments de commutations magnétiques. Pour des raisons de facilité et de réalisation, nous alimentons ces relais statiques par des sources de tensions sinusoïdales (voir paragraphe choix de la fréquence et de la forme d'Onde). La formule de base régissant leur fonctionnement se présentera donc sous la forme :

$$E = \frac{Bs \omega b}{\cos \omega t_1} \left[N_h + \frac{rbl}{8\rho N} \right] + \frac{(t_2 - t_1) \omega r I_c}{2 \cos \omega t_1}$$

Deux types de liaisons sont à envisager :

1) Liaison par commande parallèle : la commande agissant par suppression du courant démagnétisant.

2) Liaison par commande série : la commande agissant par apparition d'un courant démagnétisant.

V.1.2 - Commande parallèle -

C'est la valeur de l'impédance de l'enroulement N_1 qui commandera le courant i_3 dans R_2 . (figure 17). Nous supposons toujours que les tores utilisés ont des qualités comparables ; donc B_s , H_c et ρ sont identiques. Soient h_1 , b_1 , l_1 et N_1 les caractéristiques du premier tore, et h_2 , b_2 , l_2 et N_2 celles du second.

1) Lorsque le circuit magnétique T_1 n'est pas saturé, l'impédance présentée par l'enroulement N_1 est maximum et le courant i_1 est au maximum égal à I_c .

$$I_c = \frac{l_1 H_c}{N_1} + \frac{b_1^2 l_1 B_s \omega}{8\rho N_1 \cos \omega t_1}$$

La tension V_2 , le nombre de spires N_2 sont tels qu'un courant i_2 circule et permet la démagnétisation du second tore, i_2 sera égal au maximum à I_{2c} .

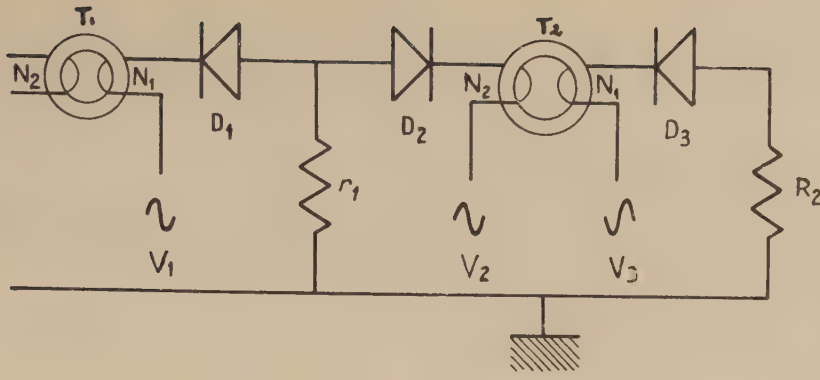


Figure 17

$$I_{2c} = \frac{l_2 H_c}{N_2} + \frac{b_2^2 l_2 B_s \omega}{8 \rho N_2 \cos \omega t_1}$$

Le courant I_3 est alors égal à $\frac{l_2 H_c}{N_3} + \frac{b_2^2 l_2 B_s \omega}{8 \rho N_2 \cos \omega t_1}$

On peut alors écrire :

$$E_1 = \frac{B_s \omega}{\cos \omega t_1} \left[N_1 h_1 b_1 + \frac{r_1}{8 \rho} \left(\frac{b_1^2 l_1}{N_1} + \frac{b_2^2 l_2}{N_2} \right) \right] + \frac{(t_2 - t_1) \omega r_1}{2 \cos \omega t_1} \left[\frac{l_1 H_c}{N_1} + \frac{l_2 H_c}{N_2} \right] \quad (14)$$

$$E_2 = \frac{B_s \omega}{\cos \omega t_1} \left[N_2 h_2 b_2 + \frac{r_1}{8 \rho} \left(\frac{b_1^2 l_1}{N_1} + \frac{b_2^2 l_2}{N_2} \right) \right] + \frac{(t_2 - t_1) \omega r_1}{2 \cos \omega t_1} \left[\frac{l_1 H_c}{N_1} + \frac{l_2 H_c}{N_2} \right] \quad (15)$$

Ces relations imposent que les temps de basculement des deux tores soient identiques.

2) Lorsque le circuit magnétique T_1 est saturé, l'impédance de N_1 est minimum et le courant i_1 devient égal à V_1/r_1 si on néglige la chute de tension dans la diode D_1 .

Aucun courant ne circule dans D_2 , i_2 est donc nul.

Ecrivons que :

$$E_1 = A r_1 \frac{l_1 H_c}{N_1}$$

Pour déterminer r , égalons 14 et 16. Nous obtenons :

$$r_1 = \frac{1}{H_c} \cdot \frac{2 B_s \omega b_1 h_1 N_1^2}{2 A l_1 \cos \omega t_1 - \omega (t_2 - t_1) \left(l_1 + l_2 \frac{N_1}{N_2} \right) - \left(b_1^2 l_1 + b_2^2 l_2 \frac{N_1}{N_2} \right) \frac{B_s \omega}{4 \rho}}$$

lorsque les deux tores ont les mêmes dimensions et en écrivant que $\frac{N_1}{N_2} = K$ on obtient :

$$r_1 = \frac{1}{H_c} = \frac{2 B \omega h b N_1^2}{2 A \cos \omega t_1 - \omega (K+1) \left[\frac{B b^2}{4 \rho} + (t_2 - t_1) \right]} \quad (17)$$

Par le choix judicieux d'un temps de basculement t_2-t_1 et des différents paramètres, nous pourrions réaliser des liaisons d'éléments de commutation à commande parallèle. Mais si l'on désire prendre des valeurs de A assez faibles pour ne pas provoquer de chutes d'impédances trop élevées vis-à-vis de la source d'énergie alimentant ces relais, nous ne pourrions pas utiliser ce montage.

Supposons que nous prenions $K = 2$ et $A = 4$.

Ceci veut dire que N_1 est égal à deux fois N_2 , et que le courant de court-circuit à la commande sera de $4I_c$. Le courant dans r_1 (figure 17) sera soit $3I_c$ puisque $I'_c = 2I_c$ ou soit $4I_c$. Si maintenant nous branchons deux éléments de commande (figure 18), le courant dans r_1 sera toujours de $4I_c$. Il n'y a plus possibilité de commander un tel élément.

Pour avoir un fonctionnement correct, avec K et A faibles, nous sommes obligés de dériver le courant I_c dans une résistance R_1 (figure 19).

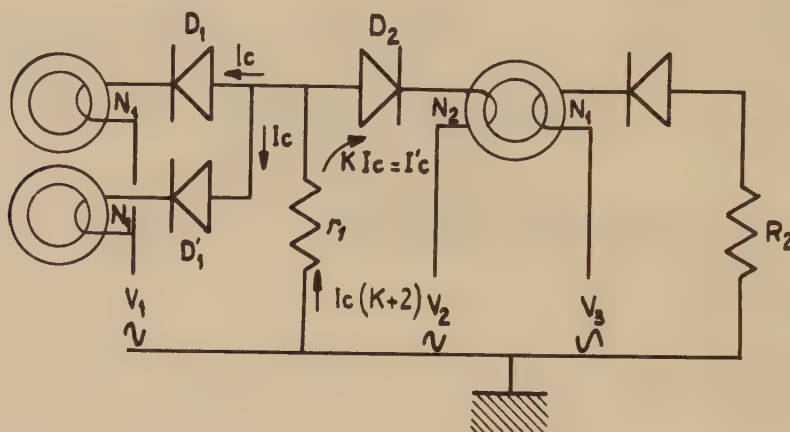


Figure 18

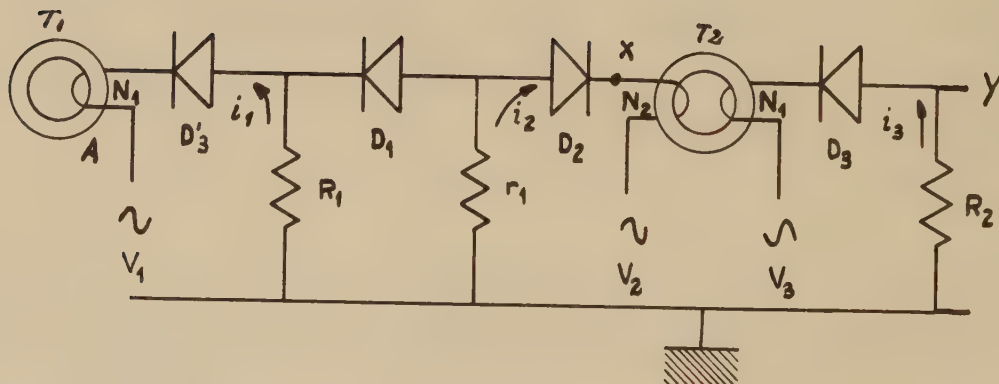


Figure 19

Au repos le courant i_1 circule dans R_1 , D_3' la différence de potentiel aux bornes de R_1 est toujours inférieure de celle de r_1 en valeur absolue. Donc aucun courant ne passe dans D_1 . Le courant i_2 circule normalement dans r_1 .

Lorsque le tore T_1 est saturé le courant i_1 devient très important, il est égal à :

$$i_1 = \frac{V_1}{\frac{R_1 r_1}{R_1 + r_1}}$$

dont une partie importante passe dans r_1 . Le fonctionnement devient analogue au montage précédent (figure 17).

On a donc au repos :

$$VR_1 \leq Vr_1$$

$$R_1 I_c = \alpha K r_1 I_c \quad \text{avec } \alpha \leq 1$$

$$R = \alpha K r_1$$

Pour des tores de volumes identiques les formules deviennent :

$$E_1 = \frac{Bs \omega b}{\cos \omega t_1} \left[N_1 h + \frac{R_1 b l}{8 \rho N_1} \right] + \frac{(t_2 - t_1) \omega R_1 I_c}{2 \cos \omega t_1} = r_1 A I_c \quad (18)$$

$$E_2 = \frac{Bs \omega b}{\cos \omega t_1} \left[N_2 h + \frac{r b l}{8 \rho N_2} \right] + \frac{(t_2 - t_1) \omega r_1 K I_c}{2 \cos \omega t_1} \quad (18a)$$

En remplaçant R_1 par $\alpha K r_1$, on tire de la relation 18

$$r_1 = \frac{1}{l H_c} \frac{2 B s h b N_1^2 \omega}{2 A \cos \omega t_1 - K \alpha \omega \left(\frac{B s b^2}{4 \rho H_c} + t_2 - t_1 \right)} \quad (19)$$

En conséquence : nous utiliserons le montage simple de la figure 17 lorsque nous réaliserons des ensembles où il n'y aura que deux éléments en cascade (par exemple les mémoires ou les amplificateurs de puissance). Mais pour les éléments de logiques dont on peut brancher sur une entrée plusieurs relais statiques on utilisera toujours le montage de la figure 19.

V.1.3 - Commande série.

Comme dans le cas de la commande parallèle, c'est toujours la valeur de l'impédance de l'enroulement N_1 qui commande la démagnétisation du circuit magnétique T_2 . Mais ici, lorsque le tore T_1 est saturé, le tore T_2 ne l'est pas et inversement.

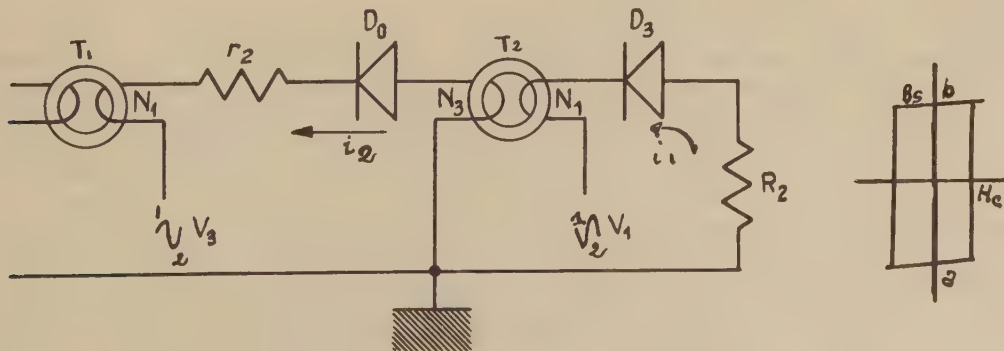


Figure 20

1) Lorsque T_1 n'est pas saturé, le courant i (figure 20) prend une valeur maximum égale à $\frac{l_1 H_c}{N_1}$. Ce courant passe dans N_3 , mais ne doit en aucun cas désaturer le tore T_2 . Ce qui impose :

$$\frac{b_1^2 B_s \omega l_1}{8 \rho N_1 \cos \omega t_1} + \frac{l_1 H_c}{N_1} < \frac{l_2 H_c}{N_3} \quad (20)$$

L'enroulement N_3 ne produisant pratiquement aucune fcm, on peut écrire :

$$E_3 = \frac{B_s \omega b_1}{\cos \omega t_1} \left[N_1 h_1 + \frac{r_2 b_1 l_1}{8 \rho N_1} \right] + \frac{(t_2 - t_1) \omega H_c l_1 r_2}{2 N_1 \cos \omega t_1} \quad (21)$$

2) Lorsque T_1 est saturé, i doit être au moins égal à :

$$i = \frac{l_2 H_c}{N_3} \quad (22)$$

pour permettre le basculement. De plus on doit avoir la relation :

$$E_3 = \frac{B_s \omega b_2}{\cos \omega t_1} \left[N_3 h_2 + \frac{r_2 b_2 l_2}{8 \rho N_3} \right] + \frac{(t_2 - t_1) \omega r_2 H_c l_2}{2 N_3 \cos \omega t_1} \quad (23)$$

Le fonctionnement dynamique se détermine en égalant (21) à (23) d'où l'on tire r_2

$$\frac{\omega r_2 (t_2 - t_1)}{2} \left[\frac{l_2 H_c}{N_3} - \frac{l_1 H_c}{N_1} \right] + \frac{r_2 B_s \omega}{8 \rho} \left[\frac{b_2^2 l_2}{N_3} - \frac{b_1^2 l_1}{N_1} \right] = B_s \omega [N_1 h_1 b_1 - N_3 h_2 b_2]$$

$$r_2 = \frac{2 B_s \omega [N_1 h_1 b_1 - N_3 h_2 b_2]}{\omega (t_2 - t_1) \left[\frac{l_2 H_c}{N_3} - \frac{l_1 H_c}{N_1} \right] + \frac{B_s \omega}{4 \rho} \left[\frac{b_2^2 l_2}{N_3} - \frac{b_1^2 l_1}{N_1} \right]}$$

et pour deux tores ayant mêmes volumes

$$r_2 = \frac{2 B_s h b (N_1 - N_3)}{(t_2 - t_1) \left[\frac{N_1}{N_3} - 1 \right] \frac{l H_c}{N_1} + \frac{B_s b^2 l}{4 \rho} \left[\frac{1}{N_3} - \frac{1}{N_1} \right]} \quad (24)$$

V.2 - COMMANDE PAR DECLENCHEUR -

L'application des signaux de commande des montages précédents s'effectue à basse impédance, (quelques centaines d'ohms au plus) sous une dizaine de volts. Or, nous sommes amenés à utiliser les signaux fournis par les appareils de mesure à des niveaux variables, de 500 millivolts à 50 volts par exemple pour les amplificateurs à courant continu qui suivent les appareils de détection (chambres d'ionisation, détecteurs de neutrons etc.). Ces amplificateurs ne peuvent délivrer un courant supérieur au milliampère, car ils sont déterminés pour commander des éléments électroniques. Nous devons donc commander les relais statiques à partir d'un certain seuil de fonctionnement, de quelques volts en général, et avec une certaine précision. On doit pouvoir supporter des surcharges de + ou - 50 volts.

On ne cherche pas à faire une mesure, mais à faire fonctionner une logique lorsqu'un signal a dépassé un niveau préétabli. Une précision de quelques pour cent peut être suffisante.

Nous établirons donc un élément de commande ayant deux rôles :

1) De déclencheur : fournissant brusquement un signal à partir d'un certain niveau d'entrée (effet d'interrupteur).

2) D'adaptateur d'impédances : la sortie de cet élément pouvant commander plusieurs relais statiques. La consommation à l'entrée permettant à plusieurs de ces éléments d'être branchés sur un même appareil de mesure.

Le circuit utilisé est un oscillateur dont on commande le point de fonctionnement à partir d'une tension continue d'entrée V_e avec un certain courant i.e. Nous traduirons l'impédance résultante comme une résistance variable d'amortissement. L'effet recherché sera donc que l'oscillateur puisse voir une résistance variable d'ammortissement vis-à-vis de la source d'entrée. L'oscillateur sera suivi d'un amplificateur ne le chargeant pas, donc vu sous une impédance élevée. Le schéma synoptique du déclencheur est représenté figure (21).

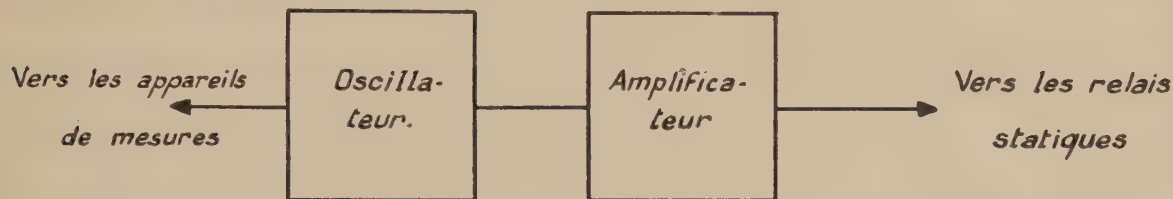


Figure 21

Cet ensemble sera réalisé avec des transistors pour des raisons de moindre encombrement et de simplicité.

La bande passante de l'amplificateur et le temps d'enclenchement de l'oscillateur devront être tels que la réponse totale de l'ensemble puisse au moins être du même ordre de grandeur que celui des éléments de commutation magnétiques.

V.2.1 - Oscillateur.

Le montage utilisé est indiqué figure 22.

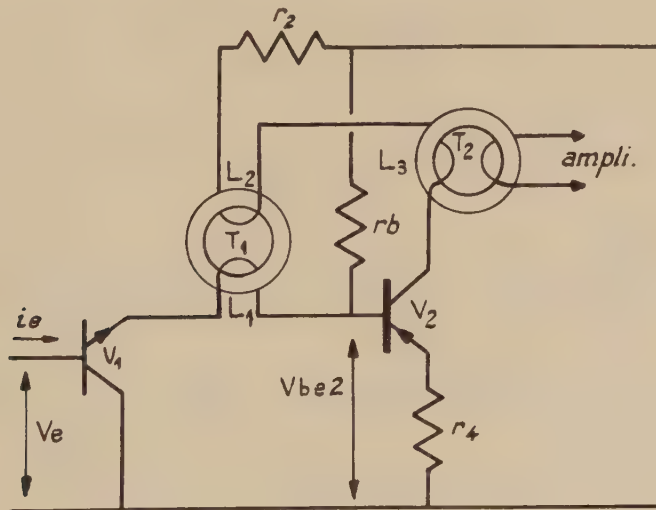


Figure 22

C'est un oscillateur classique composé d'un amplificateur à transistor (V_2) bouclé sur lui-même par l'intermédiaire d'un transformateur T_1 dont on rend l'inductance mutuelle négative. Le signe de cette mutuelle inductance permet au signal de réaction d'avoir la phase nécessaire à l'entretien de l'oscillation. Le transformateur T_2 ne sert qu'à fournir une tension à l'amplificateur qu'il commande. L'impédance ramenée aux bornes de L_3 étant très supérieure à $L_1 \omega$, on ne tient compte que de L_3 dans la détermination des conditions d'oscillations.

Le transistor V_1 , ne sert que de résistance variable d'amortissement ayant pour valeur :

$$R_a = \frac{V_{be2}}{\beta i_e}$$

où V_{be2} est la tension base masse du transistor (V_2) oscillateur, i_e le courant d'entrée du premier transistor et β son gain en courant.

Pour une valeur particulière de $R_a = R_o$, une oscillation se produit spontanément.

Cette valeur R_o définit le point d'enclenchement du déclencheur, où l'oscillation est sinusoïdale.

Lorsque R_a est inférieur à R_o il se produit des oscillations de relaxation.

V.2.2 - Détermination du point d'oscillation.

Ce point d'oscillation sinusoïdale est très important à connaître, car il définit la valeur de R_a , donc du courant de commande i_e pour lequel le système s'enclenche.

Pour trouver ce point, on prend le déterminant de la matrice impédance du quadripole équivalent [VIII] et on annule séparément la partie réelle et la partie imaginaire.

La partie réelle donne la valeur R_o pour laquelle l'amortissement de l'oscillateur est nul, donc l'oscillation entretenue.

La partie imaginaire donne la pulsation à laquelle l'oscillation s'entretient.

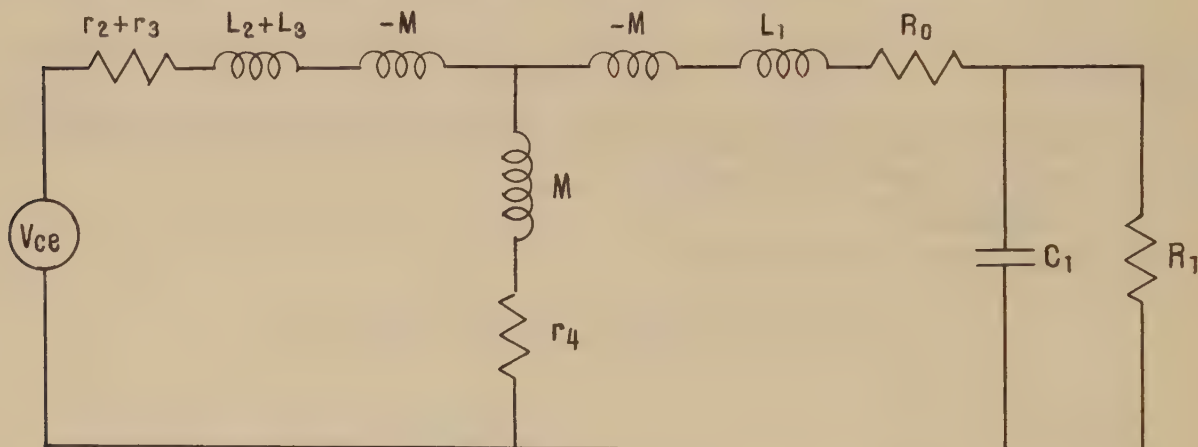


Figure 23

En remplaçant le transistor d'entrée V_1 par R_o , le schéma équivalent au montage sera de la forme présentée figure 23. On ne tient pas compte de la capacité base-collecteur, la fréquence d'oscillation étant bien en-dessous de la fréquence de coupure du transistor.

r_1 = résistance émetteur-base.

r_2 = résistance dans le circuit collecteur limitant I_c au repos.

r_3 = résistance émetteur-collecteur.

r_4 = résistance émetteur-masse.

C_1 = Capacité émetteur-base.

V = $-gm R_3 Z_1 i_{be}$ = $-Z_1 G i_{be}$.

gm = gain en courant à vide du transistor.

G = gain en tension à vide du transistor.

Z_1 = R_1 et C_1 en parallèle.

Le détail des calculs est présenté en annexe, où l'on trouve :

$$\omega^2 = \frac{1}{r_1^2 C_1^2} \left[\frac{r_1 (MG + Gr_4 r_1 C_1 + r_3 r_1 C_1 - L_2 - L_3)}{L_1 r_3 + R_o (L_2 + L_3)} - 1 \right] \quad (25)$$

et

$$R_o = \frac{L_1 L_3 \omega^2 + \frac{r_1}{1+r_1^2 C_1^2 \omega^2} [r_1 C_1^2 \omega^2 (MG - L_2 - L_3) - r_3 - Gr_4]}{r_3} \quad (26)$$

V.2.3 - Dépassement du point d'oscillation.

Pour avoir un fonctionnement correct de l'oscillateur, on cherche à obtenir une forte réaction. Le point $R_a = R_o$ est donc très critique et il sera difficile de s'y maintenir. Il sera donc pratiquement toujours dépassé. Les signaux produits seront des oscillations de relaxation ayant l'allure présentée figure 24a.

Le temps de montée de t_1 correspond à $\frac{T}{4}$ de la fréquence propre d'oscillation. Le signal ayant une forte amplitude positive bloque le transistor oscillateur, la capacité C_1 est chargée.

C_1 se décharge avec une constante de temps égale à $\delta = C_1 r_1$, puisque aucune action de L_1 et R_a ne se produit. En effet, la tension base-émetteur de V_1 est devenue négative, R_a devient très élevé puisque le transistor V_1 est un P N P. Lorsque C_1 s'est déchargé d'une certaine valeur où V_{be2} est peut différent de zéro l'oscillation tend à se produire dans l'autre sens et C_1 se charge très négativement bloquant le transistor V_2 . La tension base-émetteur de V_1 devenant positive R_a devient très faible.

Le temps t_3 correspond approximativement à $\frac{T}{4}$ de la période propre d'oscillation du circuit de la figure 24b.

$$t_3 \approx \frac{\pi}{2 \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1} - \frac{r^2}{4 L_1^2}}} \quad (27)$$

avec :

$$r = R_a + \frac{L_1}{C_1 r_1}$$

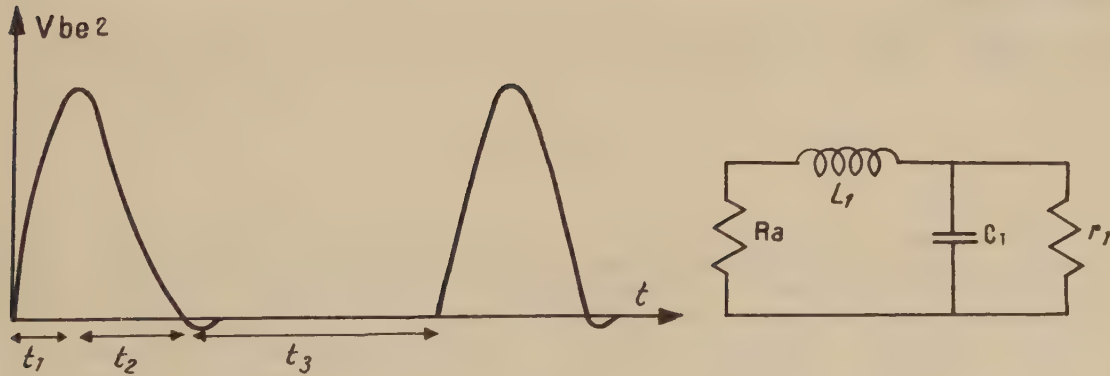


Figure 24

V.3 - ELEMENT DE SORTIE OU DE PUISSANCE -

Lorsqu'un relai statique est destiné simplement à commander un ou plusieurs autres relais du même type, on ne s'inquiète pas de la puissance de sortie, ni d'obtenir un rapport $A = I_{cc}/I_c$ très élevé bien au contraire. Ce qui est nécessaire, c'est la transmission des ordres (figure 25).

Le but du branchement de ces relais entre eux, suivant un mode déterminé par un problème, est de fournir en fin de chaîne une certaine puissance. On demandera en plus un rapport A assez grand et souvent supérieur à 10 ou 20. Le courant de repos sera donc faible par rapport au courant de commande.

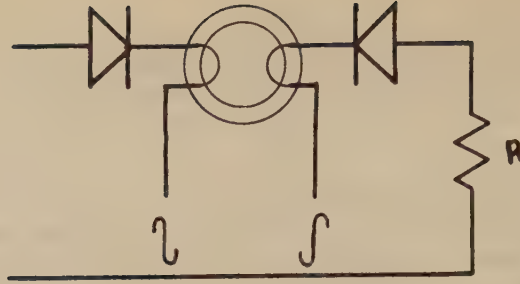


Figure 25

On a recours à des éléments dit de "Puissance", car les éléments normaux utilisant de petits tores ne permettent pas de fournir une puissance supérieure à 0,5 watts. Le montage est indiqué figure 25. La commande pouvant se faire en série ou en parallèle.

I_c étant très faible vis-à-vis de I_{cc} , $R I_c$ sera négligeable devant E . Par contre, $\frac{R b l}{8 \rho N}$ ne l'est pas nécessairement devant $N h$.

On peut donc écrire :

$$E = B_s \omega b \left(N h + \frac{R b l}{8 \rho N} \right) = R A I_c \quad (28)$$

le gain en courant devient :

$$A = \frac{B_s \omega b \left(N h + \frac{R b l}{8 \rho N} \right)}{R I_c} \quad (29)$$

Nous voyons que nous sommes limités par N , donc par les dimensions du tore pour obtenir une certaine puissance.

A saturation du noyau magnétique, le courant ne devrait être limité que par la chute de tension de la diode D_1 et par R . On devrait donc avoir :

$$I_{cc} = \frac{E - V_d}{R}$$

Or nous remarquons que ce courant est toujours plus faible. C'est le fait de la caractéristique BH du tore qui n'est pas horizontale à saturation. Cette pente n'existe que dans le domaine $O - H_m$ (effet de triangle). Son effet n'est pas toujours négligeable lorsqu'on désire obtenir des valeurs de A égales à 20. En effet, la plupart des matériaux utilisés ont des valeurs de H_m égales à 800 AT m^{-1} pour $H_c = 40$ AT m^{-1} . Certains matériaux à H_c plus important sont plus intéressants dans ce cas mais on ne doit pas perdre de vue qu'à H_c plus élevé correspond un I également plus élevé.

L'influence de cet effet de triangle sur la tension maximum que l'on peut obtenir aux bornes de R peut se déterminer en écrivant :

$$E = I_{cc} (R + j L \omega) = V_R + V_L \quad (30)$$

$$\gamma = \frac{V_R}{E} = \frac{R}{R + j L \omega} \quad (31)$$

$$\frac{1}{|\gamma|} = \left(1 + \frac{L^2 \omega^2}{R^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (32)$$

avec :

$$\frac{L \omega}{R} = \frac{\mu_o \mu_r N^2 S \omega}{1 R} \quad (33)$$

μ_o = perméabilité du vide ;

μ_r = perméabilité relative à saturation.

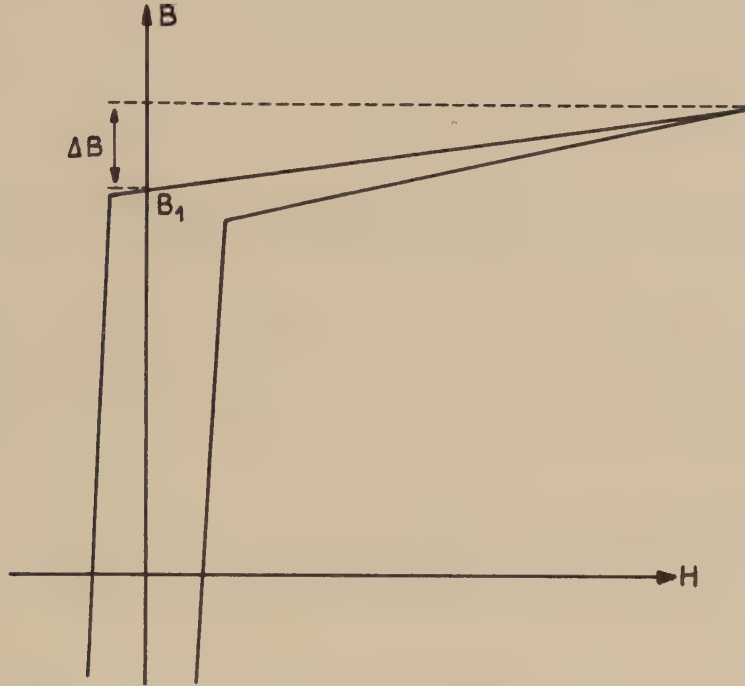


Figure 26

Lorsque le tore n'est pas saturé, on peut écrire :

$$V_R = x E \quad (34)$$

avec $x \ll 1$. Le temps de basculement devient :

$$t_b = \frac{1}{2 F}$$

$$V_R = \frac{R l H_c}{N} + \frac{R b^2 l B_s \omega}{8 \rho N} = x \left[B_s \omega \left(N h b + \frac{R b^2 l}{8 \rho N} \right) + \frac{\pi}{2} \frac{R l H_c}{N} \right]$$

$$R = \frac{x B_s \omega N^2 b h}{1 H_c \left(1 - \frac{\pi x}{2} \right) + \frac{b^2 l B_s \omega}{8 \rho} (1-x)}$$

d'après (34) on peut écrire :

$$R = \frac{x B_s \omega N^2 h b}{1 H_c + \frac{b^2 l B_s \omega}{8 \rho}} \quad (35)$$

En introduisant (35) dans l'équation (33) on obtient :

$$\frac{L \omega}{R} = \frac{\mu_o \mu_r}{x B s} \left[H_c + \frac{b^2 B s \omega}{8 \rho} \right]$$

d'où l'on peut déterminer $|\gamma|$.

CHAPITRE VI

RÉALISATIONS

Après le choix d'une fréquence de travail et de la forme d'onde de la tension, fournies par le générateur alimentant les éléments logiques, nous décomposerons les réalisations en deux groupes :

1) Les éléments de base.

2) L'assemblage de ces éléments en fonctions logiques. Un ensemble de fonctions logiques est constitué en général de :

a) Plusieurs fonctions individuelles ET, OU, NON ou complexes du genre 2 de 3 c'est-à-dire $Y = 1. (2+3) + 2.3.$

b) Plusieurs mémoires.

c) Plusieurs déclencheurs pouvant être actionnés par un courant de l'ordre du micro-ampère et sous une différence de potentiel de 500 mV avec une précision du seuil de fonctionnement de $\pm 5\%$ pour une variation de la température ambiante de 10° centigrades. Ces déclencheurs doivent pouvoir supporter des surcharges de tensions de ± 50 volts sans consommer un courant supérieur à 500 μ A.

d) D'un élément de sortie pouvant délivrer une puissance de 10 watts avec un rapport P_s/P_o supérieur à 100, et de plusieurs autres délivrant une puissance de 0,5 watt environ destinés à allumer des voyants lumineux ou tout autre système d'alerte.

e) Une alimentation.

En fin de texte nous présentons quelques réalisations complètes de fonctions logiques (figures 49 et 50).

VI.1 - CHOIX DE LA FREQUENCE DE TRAVAIL -

La chaîne de sécurité que nous allons étudier, nécessite un temps mort inférieur à la milliseconde, c'est-à-dire que le temps de réponse d'une chaîne entre l'ordre fourni à un déclencheur et celui délivré par un élément de sortie doit être inférieur à ce temps, pour une dizaine d'éléments logiques en cascade.

Le temps de réponse d'un déclencheur étant de 50 μ_s , environ, il semble qu'une centaine de μ_s par relais statique soit suffisant comme temps de réponse. La fréquence de travail serait alors de 5 KHz.

Mais le signal de sortie est toujours une tension périodique redressée à une alternance.

Tous les appareils, ne fonctionnent pas correctement avec de tels signaux (relais, électro-aimants par exemple). Il est donc nécessaire de les alimenter avec une tension continue. On peut facilement obtenir cette tension continue à la sortie des relais statiques en branchant un condensateur en parallèle avec la charge, figure 27. La tension aura pour valeur $V = E/\pi$.

Mais pour que cette condition soit réalisée, il faut que la constante de temps ϑ de la charge soit égale à plusieurs fois la durée du signal. En prenant $\vartheta = 10 t_b$, la tension d'ondulation superposée à la tension continue sera faible.

Dans les conditions indiquées ci-dessus, une alimentation à 20 KHz nous donnerait un retard global inférieur à 600 μ_s .

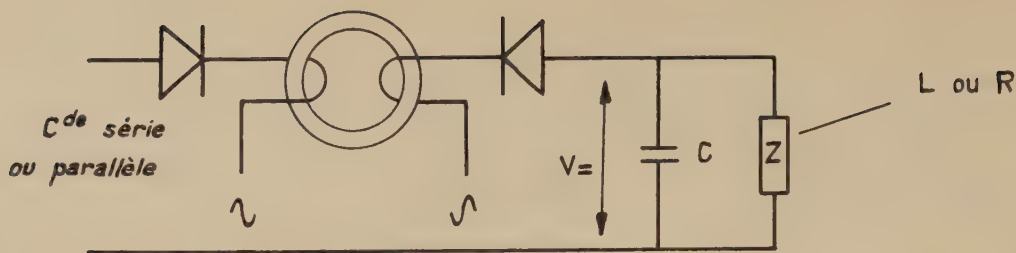


Figure 27

VI.2 - CHOIX DE LA FORME D'ONDE -

Nous avons vu au chapitre V.1.2, que lorsque plusieurs relais statiques sont branchés en parallèle et doivent en commander un seul, la somme des courant I_c fournis par des éléments au repos et passant dans r perturbait le fonctionnement dynamique de l'ensemble. En supprimant ce courant I , et en le dérivant dans une résistance R (figure 19) on pouvait espérer ne plus être limité dans le nombre d'éléments en parallèle commandant un seul élément. Mais, le cycle d'hystérésis des matériaux utilisés n'est pas parfaitement rectangulaire et de plus pour ne pas être tributaire d'une haute stabilité de fréquence et en amplitude de la tension d'alimentation, on prend un temps de basculement inférieur à la demi-période du signal.

Si ce choix a des avantages, il présente aussi des inconvénients et rend les ensembles tri-butaires de l'effet de triangle mentionné lors de la détermination des éléments de puissance.

VI.3 - PERTURBATIONS DUES A L'EFFET DE TRIANGLE -

Nous avons déjà vu (figure 26) qu'à saturation existe un effet de triangle, c'est-à-dire que la perméabilité relative du noyau est supérieure à l'unité. Deux conséquences dérivent de cette cause.

1) Lorsqu'un tore magnétique est saturé, et si le cycle était parfait, le courant passant dans un enroulement bobiné autour du tore ne devrait être limité que par la résistance du fil et l'impédance du circuit dans lequel il est inséré. Une valeur de self-induction persistant malgré la saturation du noyau, le courant présente un retard par rapport à la tension d'alimentation. La tension aux bornes de r aura la forme indiquée à la figure 28a. Dans ce cas, le tore suivant qui ne devrait pas basculer normalement peut amorcer un début de basculement et amener son point de repos en C, par exemple (figure 28b). Le second tore fournira un signal de même force mais avec un retard encore accru, car il subira en plus de l'effet de triangle, la force contre-électromotrice nécessaire pour ramener le point de fonctionnement de C en b'. Et si plusieurs éléments semblables sont branchés en cascade, on risque de ne pas transmettre les ordres en fin de chaîne.

On peut remédier à ce phénomène en prenant des valeurs de résistances suffisamment élevées pour que la constante de temps L/r soit faible. Mais, pour ne pas utiliser des valeurs de résistances trop élevées, on cherchera à rendre les constantes de temps des circuits $N_1 r$ et $N_2 r$ très peu différentes. A cet effet on utilisera des valeurs de K et de A assez faibles. Le choix de ces deux dernières valeurs a pour avantage de ne pas demander au générateur une puissance exagérée lors de la saturation des noyaux magnétiques. Par le choix judicieux de ces éléments, on arrive à rendre la demande de puissance de ces relais statiques presque constante vis-à-vis du générateur.

Le remède apporté au phénomène indiqué ci-dessus, nous amène donc à prendre i_1 peu différent de i_2 . Cette condition produit des perturbations au repos. Normalement le tore de commande doit délivrer un courant de repos égal au maximum à I_c , mais comme nous avons choisi un temps de basculement nettement inférieur à la demi-période du signal, la valeur I_c est dépassée et présente l'allure montrée à la figure 29. Une pointe de courant assez importante peut prendre naissance à la fin du basculement. Ceci a pour conséquence d'empêcher le tore commandé de basculer complètement. Comme pour le cas précédent le phénomène peut s'amplifier pour plusieurs éléments en cascade et devenir tellement important qu'à nouveau un fonctionnement correct ne puisse exister.

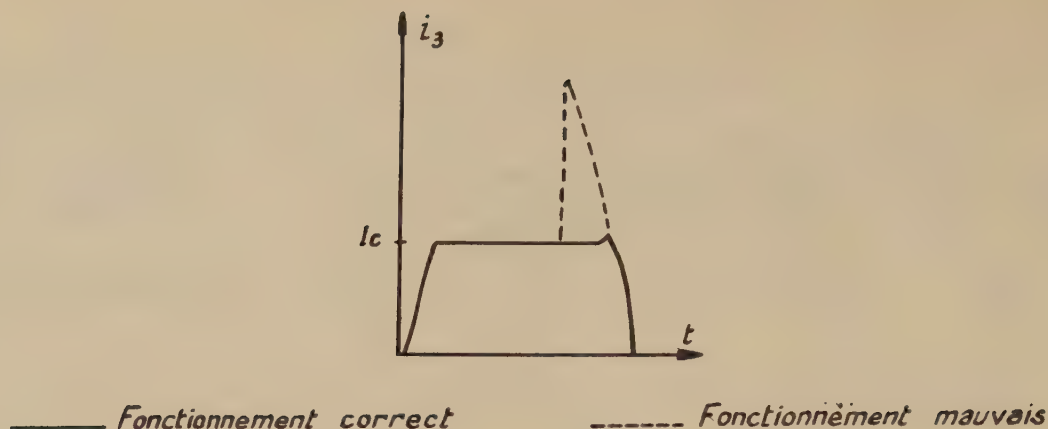


Figure 29

VI.4 - FONCTION LOGIQUE ET -

Les formules 18, 18 bis et 19 montrent que E_1 , E_2 et r_1 n'ont pas de valeurs critiques, à condition que tous les éléments branchés dans une même chaîne soient identiques. Toute variation des tensions E_1 et E_2 se répercutera sur le temps de basculement qui ne peut être jamais égal à $25 \mu_s$, puisque r_1 aura une grande valeur. On calcule donc r_1 pour $t_b = 20 \mu_s$, et à partir de ce résultat on détermine les valeurs E_1 et E_2 pour lesquelles le temps de basculement variera de $20 \mu_s$, à $5 \mu_s$ par exemple.

La tension E_1 de fonctionnement normal sera la valeur moyenne des deux valeurs calculées. On pourra donc évaluer la stabilité de fonctionnement d'un relais statique avant l'essai.

Avec les valeurs des paramètres montrés au paragraphe IV.5 et en prenant $\omega = 1,2510^5$, $N_1 = 40$, $N_2 = 20$ donc $K = 2$; $\alpha \neq 1$ donc $R_1 = 2r_1$, $A = 5$ on obtient :

$$r = \frac{1}{1,6 \cdot 10^{-2} \cdot 44} \cdot \frac{6,510^{-1} \cdot 210^{-3} \cdot 1,3510^{-3} \cdot 1,610^{-3} \cdot 1,2510^5}{2,5 \cdot 9,510^{-1} - 2,510^5 \left(210^{-5} + \frac{3,2510^{-1} \cdot 1,810^{-6}}{4,210^{-3} \cdot 44} \right)}$$

$$r = 122 \Omega \text{ soit } 120 \text{ normalisé.}$$

Pour $t_b = 20 \mu_s$, $\cos \omega t_1 = 0,95$

$$E_1 = \frac{1,2510^5 \cdot 3,2510^{-1} \cdot 1,3510^{-3}}{9,510^{-1}} \left(40 \cdot 210^{-3} + \frac{2,410^2 \cdot 1,3510^{-3} \cdot 1,610^{-2}}{8,2 \cdot 10^{-3} \cdot 40} \right) + \frac{210^{-5} \cdot 1,2510^5 \cdot 2,410^2 \cdot 1,7610^{-2}}{1,9}$$

$$E_1 = 10,65 \text{ volts -}$$

Pour $t_b = 5 \mu_s$, $\cos \omega t_1 = 0,3$

$$E_1 = \frac{1,2510^5 \cdot 3,2510^{-1} \cdot 1,3510^{-3}}{910^{-1}} \left(40 \cdot 210^{-3} + \frac{2,410^2 \cdot 1,3510^{-3} \cdot 1,610^{-2}}{8,2 \cdot 10^{-3} \cdot 40} \right) + \frac{510^{-6} \cdot 1,2510^5 \cdot 2,410^2 \cdot 1,7610^{-2}}{610^{-1}}$$

$$E_1 = 20,7 \text{ volts -}$$

d'une manière identique on trouve pour E_2 les valeurs suivantes :

Pour $t_b = 20 \mu$, $E_2 = 8,3$ volts et pour $t_b = 5 \mu$, $E_2 = 13,2$ volts.

La figure 30 montre le montage avec la valeur des éléments.

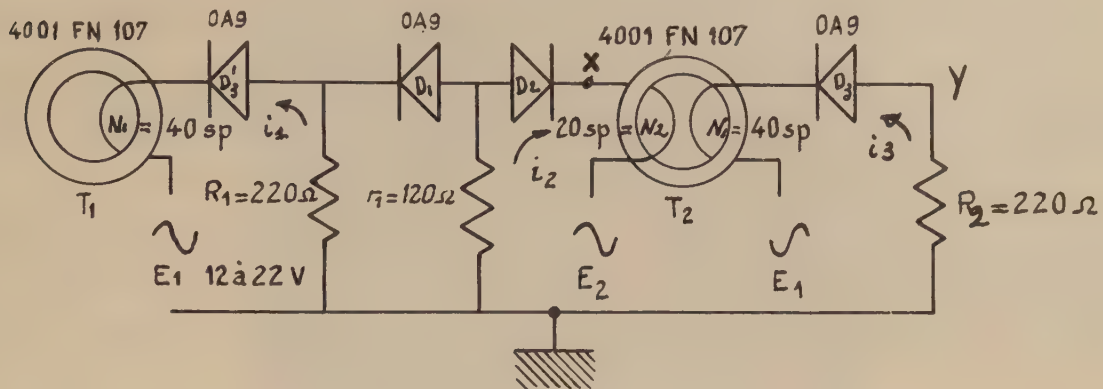


Figure 30

Mesures.

Les résultats des calculs précédents nous permettent théoriquement de faire fonctionner ce montage pour des valeurs extrêmes de E_1 égales à 11 et 21 volts en tenant compte de la chute de tension de la diode D_1 et pour E_2 8,5 volts à 13 volts 5. Les mesures effectuées sur plusieurs éléments de ce genre ont donné un fonctionnement correct pour E_1 , compris entre 12 volts et 22 volts et pour les mêmes variations relatives de E_2 . Les oscillogrammes de la figure 31 représen-



Figure 31

tent les formes d'ondes des tensions en divers points du montage. On a pris sur la même photographie le signal lorsque T_1 est saturé et lorsqu'il n'est pas saturé.

a) Formes d'ondes de la tension aux bornes de R_1 le tore n° 1 étant saturé ou non - $25 \mu_s$ par carreau et $10 v$ par carreau pour toutes les figures.

b) Formes d'ondes de la tension aux bornes de r_1 , le tore n° 2 basculant et ensuite à courant i_2 nul.

c) Forme d'onde de la tension aux bornes de N_1 . La figure ayant la plus grande amplitude correspond au tore T_1 non saturé. On peut déterminer le temps de basculement, la tension aux bornes de N_1 devenant brusquement nulle.

VI.5 - FONCTION LOGIQUE NON -

Comme précédemment, on calcule la valeur de r_2 , pour un temps de basculement maximum qui sera dans ce cas $25 \mu_s$, puisque r est faible vis-à-vis de l'impédance de l'enroulement N_1 . On détermine donc E_3 pour $t_b = 25 \mu_s$ et pour $5 \mu_s$.

Avec les mêmes noyaux magnétiques que pour les fonctions ET, pour $N_1 = 40$ et $N_3 = 5$ on obtient :

$$r_2 = \frac{2.2,25 \cdot 10^{-1} \cdot 210^{-3} \cdot 1,3510^{-3} \cdot 35}{2,510^{-5} \cdot 7.1,7610^{-2} + \frac{3,2510^{-1} \cdot 1,810^{-6} \cdot 1,610^{-2} \cdot 1,7510^{-1}}{810^{-3}}}$$

$$r_2 = 18,7 \Omega$$

On prendra une valeur normalisée de 18 ohms.

Pour $t_b = 25 \mu_s$

$$E_3 = 1,2510^5 \cdot 3,2510^{-1} \cdot 1,3510^{-3} \left[40 \cdot 210^{-3} + \frac{18 \cdot 1,3510^{-3} \cdot 1,610^{-2}}{8 \cdot 210^{-3} \cdot 40} \right] + \frac{1,7610^{-2} \cdot 1,2510^5 \cdot 2,510^{-5} \cdot 18}{2}$$

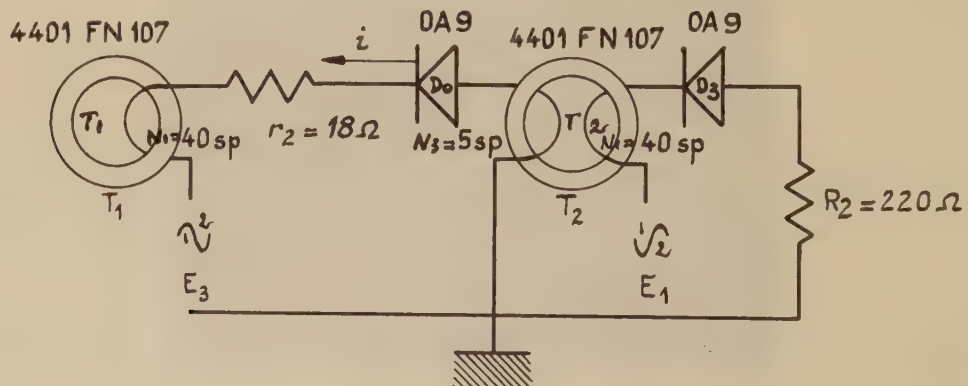
$$E_3 = 4,9 \text{ volts}$$

Pour $t_b = 5 \mu_s$ $\cos \omega t_1 = 0,3$

$$E_3 = 14,9 \text{ volts.}$$

La figure suivante montre le montage avec la valeur des éléments.

Les mesures effectuées sur des éléments réalisés suivant ces données, nous ont permis d'obtenir un fonctionnement correct entre 5 et 12 volts.



Les oscillogrammes présentées à la figure 32 représentent la valeur du courant i obtenu en photographiant la forme d'onde de la tension aux bornes de r_2 , le tore T_1 étant saturé ou non. Ces mesures sont faites pour plusieurs valeurs de E_3 .

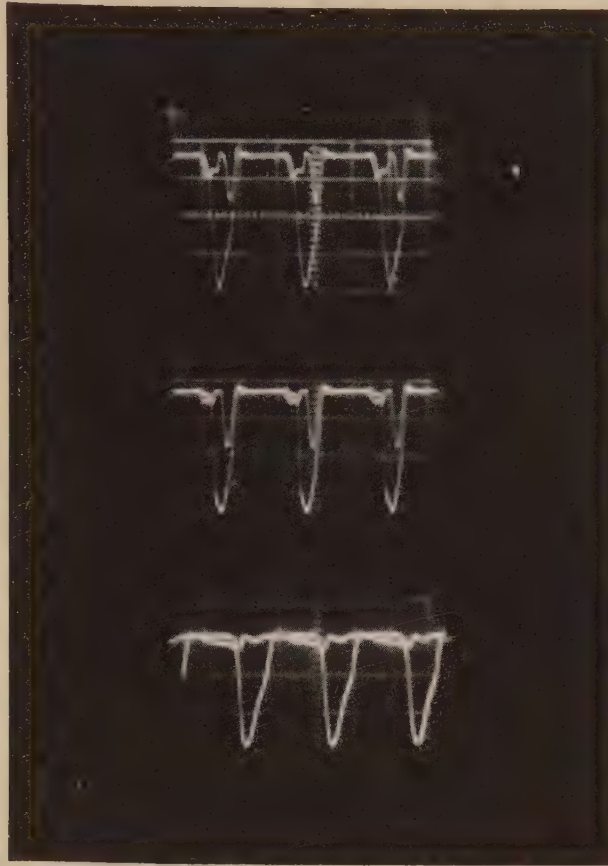


Figure 32

- a) Tension d'alimentation égale à 9 volts. Le courant de repos est supérieur à I_c .
- b) Même phénomène, mais E_3 atteint 10 volts.
- c) Fonctionnement pour une tension d'alimentation comprise entre 6 et 8 volts.

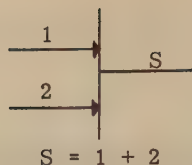
VI.6 - FONCTION LOGIQUE OU -

Toutes les diodes que nous utilisons aussi bien pour réaliser les fonctions OU que celles employées dans les montages sont des OA9 RT. Elles présentent un avantage essentiel qui est d'avoir une caractéristique V_d, I_d à faible seuil et avec peu de dispersion. En outre, elles permettent des pointes de courant de 0,5 ampère avec des tensions inverses de 25 volts.

Les mesures dynamiques à 20 KHz nous ont donné :

V_d	I_d
0,4 v	60 mA
0,45 v	120 mA
0,6 v	250 mA

Nous représenterons les fonctions OU dans les blocs diagrammes de la façon suivante :



VI.7 - ELEMENT DE PUISSANCE -

La puissance limite que peut délivrer un relais statique dépend avant tout du volume du noyau limitant le nombre de spires que l'on peut bobiner et de la puissance que peut délivrer le générateur. Une dizaine de watts suffisent en général à un électro-aimant pour retenir une barre de sécurité. Nous avons donc réalisé un élément pouvant fournir ces dix watts sous une impédance de 12 ohms. Cet élément a été réalisé à l'aide d'un tore LTT FN108 en Rectalite 4303 ayant les caractéristiques suivantes (en MKSA).

$$H_c = 130 \text{ ATm}^{-1} \quad H_m = 800 \text{ ATm}^{-1} \quad B_s = 0,25 \text{ Wb.m}^{-2} \quad l = 4,710^{-2} \text{ m}$$

$$h = 510^{-3} \text{ m} \quad b = 3,1510^{-3} \text{ m} \quad \mu_r = 20.$$

D'après le raisonnement précédent on a vu que lorsque le rapport H_m/H_c assez faible et petit, on peut négliger l'effet de triangle.

On désire ces 10 watts sous une tension continue.

La tension sera : $E = \sqrt{PR}$

$$E = \sqrt{12 \cdot 10} \approx 11 \text{ volts}$$

La tension crête d'alimentation sera :

$$E_c \cdot \pi = 11 \times \pi = 34,5 \text{ volts.}$$

Le nombre de spires sera déterminé approximativement par la formule :

$$N = \frac{E}{B_s \omega S}$$

$$N = \frac{34,5}{0,25 \cdot 1,25 \cdot 10^5 \cdot 510^{-3} \cdot 3,15 \cdot 10^{-3}} = 70 \text{ spires}$$

$$\text{Le courant de repos } I_c = \frac{l H_c}{N} = \frac{4,710^{-2} \cdot 130}{70} = 87 \text{ mA.}$$

La puissance de sortie au repos sera :

$$P_{\text{repos}} = 12 \times \left(\frac{0,087}{2} \right)^2 = 22,5 \cdot 10^{-3} \text{ watt}$$

$$\text{Le rapport } P_s/P_o = \frac{10}{22,5 \cdot 10^{-3}} = 445 \text{ est nettement suffisant.}$$

Résultats Expérimentaux.

On obtient pratiquement des rapports de tensions de commande sur tension à vide supérieurs à 20, ce qui représente des rapports de puissance supérieurs à 400.

Les éléments de puissance, comme les éléments normaux de commutations, supportent assez bien les variations de tensions d'alimentation. Mais, pour de grandes variations, supérieures à

30 %, le courant de repos augmente sensiblement. Du côté commande, cette variation du courant de repos en fonction de la tension est un inconvénient. Aussi il est nécessaire de déterminer les variations du courant résiduel que l'on peut admettre dans l'élément commandé.

Les oscillogrammes de la figure 33 montrent la forme d'onde et le rapport courant de sortie à vide et en charge, suivant que l'impédance de charge est résistive ou a résistance capacité.

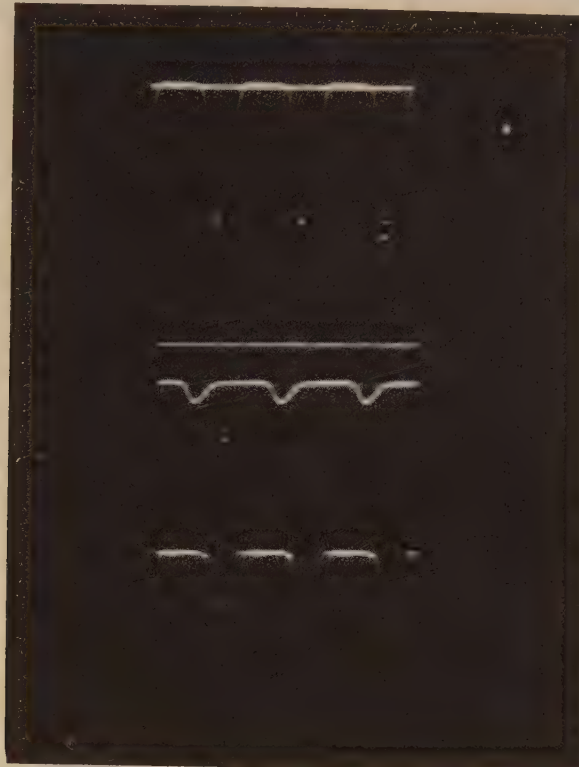


Figure 33

a) Forme de la tension sur charge résistive.

b) Forme de la tension sur charge RC. Le trait continu, indique la valeur 0.

c) Forme des signaux de sortie lorsque la tension d'alimentation varie. Le signal le plus faible correspond à une tension d'alimentation nettement plus faible que celle déterminée par le calcul.

VI.8 - MEMOIRES -

Deux types de mémoires ont été réalisées.

1) Une mémoire du type à commande parallèle, schématisée dans la figure 34. Puisqu'une mémoire ne nécessite que l'emploi de deux éléments ET simples, branchés en série ; il n'est pas nécessaire de dériver le courant de repos I_c dans une résistance R comme nous le faisons pour les fonctions ET normales. On emploie cette mémoire de préférence dans une chaîne logique puisqu'elle peut s'y incorporer facilement, étant à commande parallèle.

2) Une mémoire du type série, figure 35. Elle est plus simple que la précédente mais ne permet pas de s'incorporer dans une chaîne logique, ne pouvant commander un élément ET. Elle sert simplement à allumer un voyant lumineux ou à donner une alarme et à maintenir l'ordre. C'est ce type de mémoire que l'on utilisera le plus souvent, car il est plus économique ; il ne comporte en effet que 5 diodes et 2 tores au lieu de 9 diodes et 3 tores pour la mémoire du type parallèle.

Les déterminations des éléments et des tensions d'alimentations de ces mémoires sont les mêmes que pour les autres fonctions.

Mémoire du type parallèle

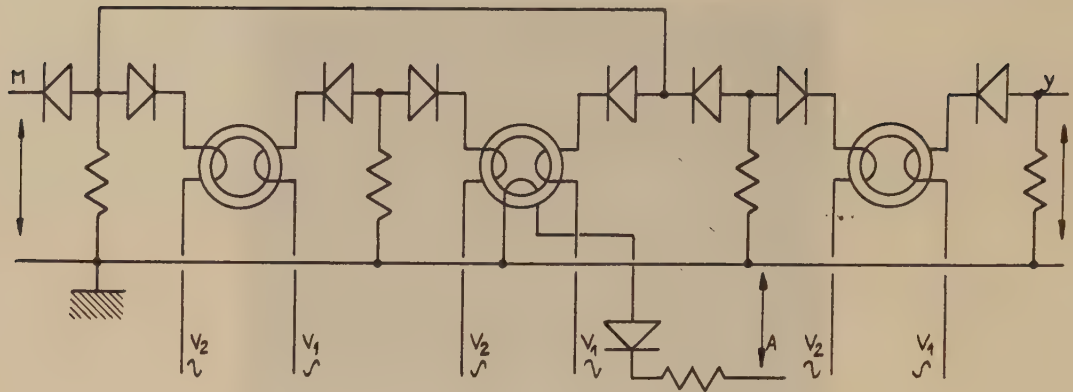


Figure 34

Mémoire du type série

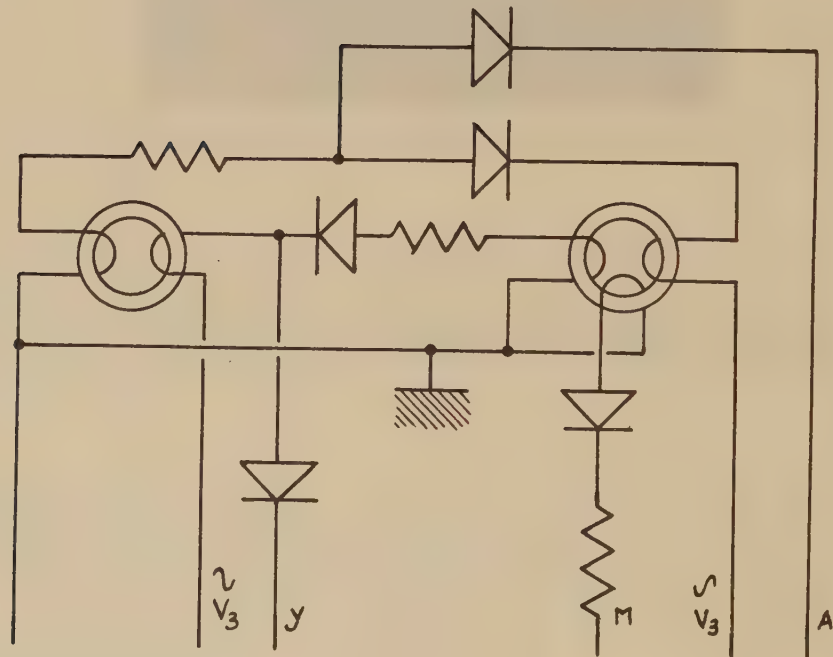


Figure 35

Les oscillogrammes présentés figure 36 représentent le fonctionnement d'une mémoire du type parallèle. Ceux d'une mémoire type série sont les mêmes que pour les fonctions NON.

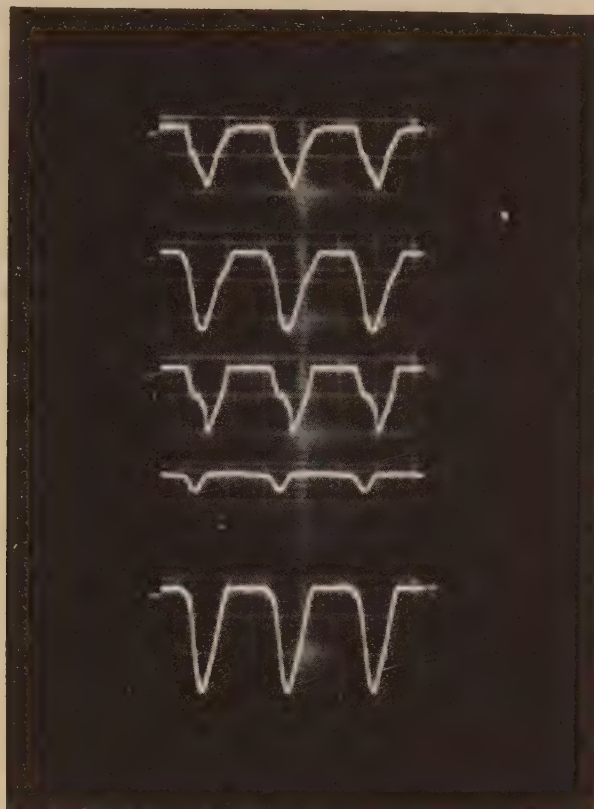


Figure 36

- a) Courant dans R_1 au repos.
- b) Courant dans R_1 et R_2 en fonctionnement.
- c) Courant dans R_2 au repos.
- d) Courant de sortie au repos.
- e) Courant de sortie en fonctionnement.

VI.9 - FONCTIONS COMPOSEES -

L'utilisation des fonctions simples ET, NON, OU présente un emploi élevé d'éléments si l'on veut réaliser des fonctions complexes. A cet effet, nous avons réalisé des fonctions complexes répondant plus particulièrement à nos besoins.

1) Tout d'abord pour ne pas employer une multitude de fonctions différentes, une fonction de base la plus complète possible s'impose.

La figure 37 représente la fonction :

$$Y = (1 + 2 + 3) (4 + 5 + 6) \bar{7}$$

Cette fonction sera réalisée si les deux points M et M' sont branchés à la masse. Si seulement M est branché on aura par exemple :

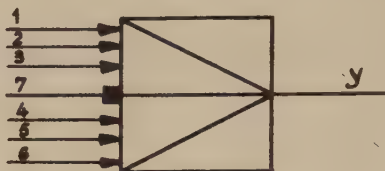
$$Y = (1 + 2 + 3) \bar{7}$$

Si ni M et M' ne sont branchés, on aura un NON simple

$$Y = \bar{7}$$

La sortie Y' correspond au branchement de cet élément sur un élément NON.

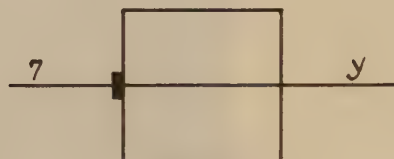
Le bloc diagramme de la fonction complète sera représenté de la façon suivante :



pour les fonctions simplifiées ce bloc diagramme se simplifie également et nous aurons :



$$Y = (1+2+3) \bar{7}$$

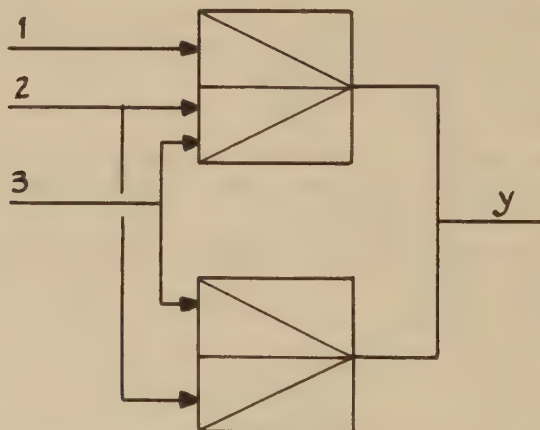


$$Y = \bar{7}$$

2) Les montages 2 de 3 (voir paragraphe II.3) étant très utilisés, nous avons également réalisé une fonction correspondant à l'équation :

$$Y = 1.2 + 1.3 + 2.3 = 1.(2+3) + 2.3$$

dont le bloc diagramme est le suivant :



La figure 38 représente cette fonction. Comme pour la fonction précédente la sortie Y' correspond à la commande d'un élément NON.

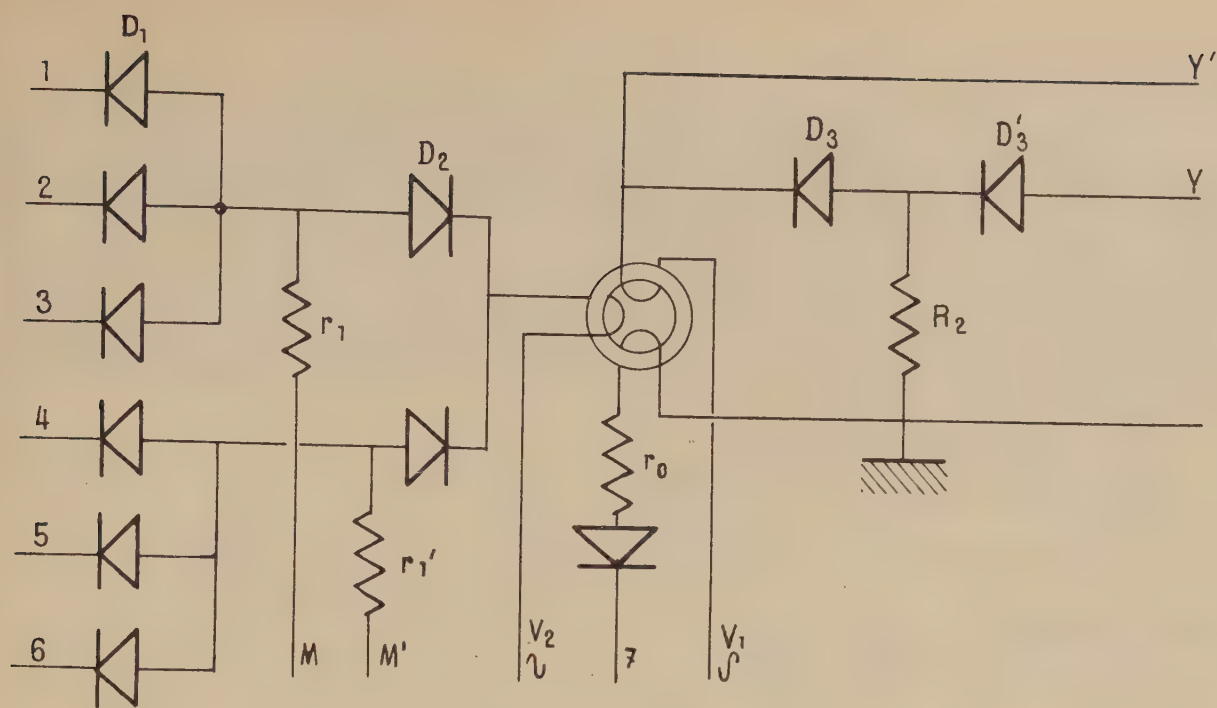


Figure 37

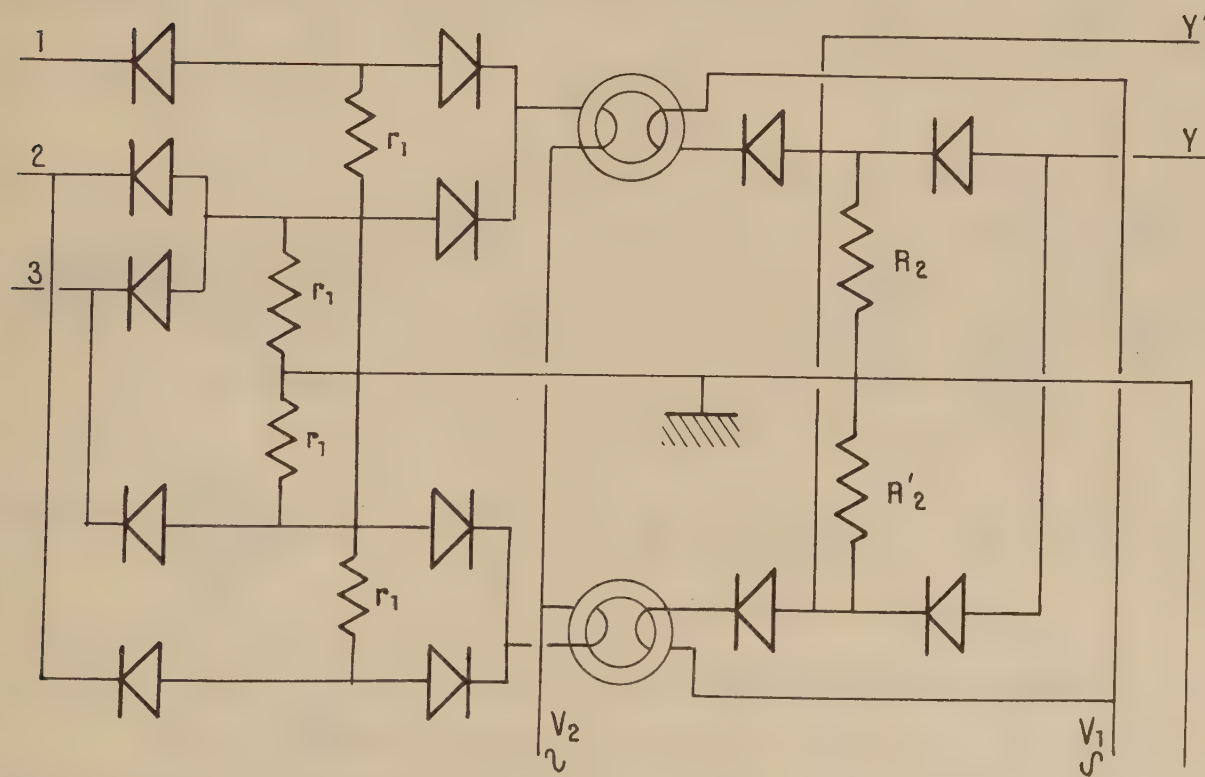


Figure 38

VI.10 - DECLENCHEUR -

Le montage complet est schématisé à la figure 39. Le transistor d'entrée V_1 est un PNP - OC141 et le transistor oscillateur V_2 est soit un PNP - OC44 ou OC45. L'amplificateur à courant continu (V_3 , V_4) composé d'un OC71 et d'un OC30 est isolé électriquement de l'oscillateur par le transformateur T_2 . Le pont redresseur est composé de quatre diodes 15P1 chargé pratiquement par C_1 et r_6 dont la constante de temps est de 50 μ_s environ.

La tension d'alimentation de l'oscillateur est fournie soit par le secteur ou par le générateur fournissant du 20 KHz. La tension nécessaire est de 20 volts crête environ. La diode Zener ZE_1 stabilise la tension continue à quelques dizaines de millivolts près. A partir de la tension alternative une tension continue et stabilisée à quelques millivolts et indépendante de l'oscillateur permet d'avoir une contre tension au point c, variable pour régler le point d'enclenchement au seuil désiré si le signal est appliqué entre e et c.

VI.10.1 - Détermination de l'oscillateur.

Les caractéristiques du transistor oscillateur sont les suivantes :

$$r_1 = 2,5.10^3 \Omega, \quad r_3 = 2,5.10^4 \Omega, \quad g_m = 410^{-2} \text{ A/V}, \quad C_1 = 5.10^{-10} \text{ à } 10^{-9} \text{ F}$$

suivant l'échantillon.

Les conditions d'oscillation donnent :

$$\omega \neq 6.10^6 \text{ et } R_o \neq 4.10^4 \Omega$$

pour $L_1 = L_2 = L_3 = 10^{-3}$ henry, en prenant $C_1 \neq 7,5.10^{-10}$ F et $r_4 = 47 \Omega$.

La tension base masse du transistor oscillateur étant d'environ 1 volt, le courant de commande doit être égal à environ :

$$I_c = \frac{V_{eb2}}{R_o \beta}$$

pour β compris entre 40 et 100, $I_c = 2,5.10^{-7}$ à $6,25.10^{-7}$ A.

Résultats des mesures.

Le courant de commande varie en général d'un élément à l'autre. Sur huit échantillons, le courant de commande est toujours compris entre 0,2 à 1 μ_A . Les oscillogrammes de la figure 40, illustrent le résultat des mesures effectuées pour une valeur du courant d'entrée de 2 μ_A , c'est-à-dire $R_a < R_o$ pour pouvoir avoir une stabilité des oscillogrammes.

- a) Tension base du transistor oscillateur ; 1 carreau = 5 volts et 10 μ_s ;
- b) Tension collecteur ; 1 carreau 5 volts et 10 μ_s ;
- c) Tension émetteur ; 1 carreau 0,5 volt et 10 μ_s .

Le temps de montée du signal correspond à 0,2 μ_s environ, soit une fréquence propre supérieure au mégahertz. Le temps de descente est de μ_s et $\theta = C_1 r_1$ est égal à :

$$7,5.10^{-10} \cdot 2,5.10^3 \neq 1,875 \mu_s.$$

Si l'on suppose que R_a peut devenir inférieure à $310^3 \Omega$ on trouve facilement la valeur mesurée de t_3 .

La figure 40a montre l'importance du signal de réaction, qui dépasse + 6 volts.

La figure 40b illustre bien le point où le transistor n'est plus bloqué et le temps de montée du signal est très court.

La figure 40c montre les valeurs de courant de saturation déterminées par la résistance r_2 en série avec le collecteur.

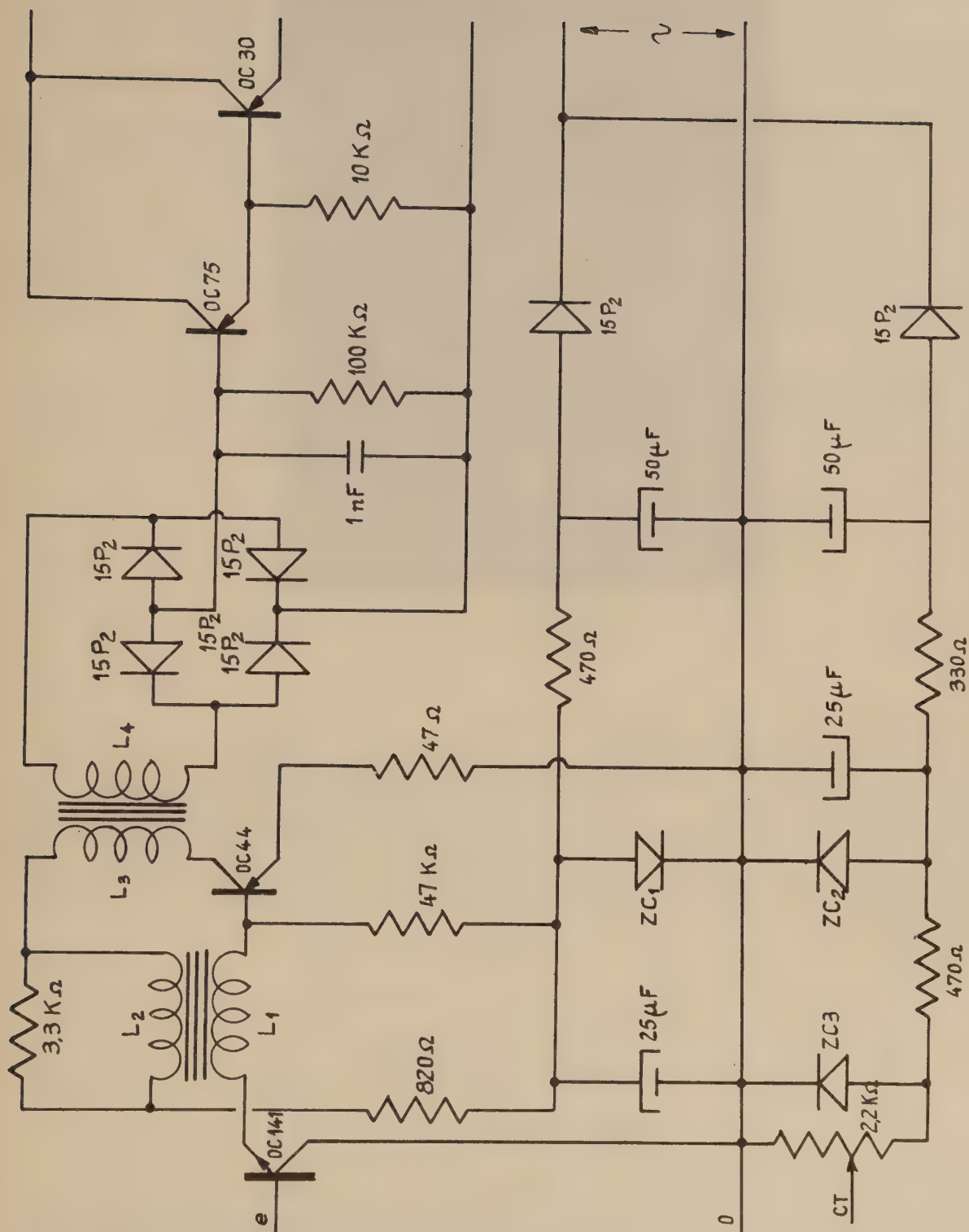


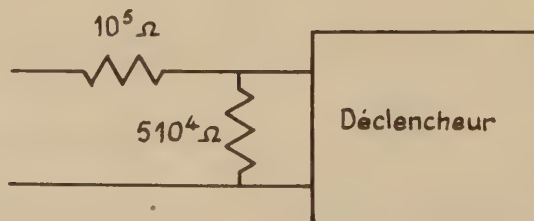
Figure 39



Figure 40

VI.10.2 - Surcharge de l'oscillateur.

Si l'on dépasse le point de fonctionnement de plus de 1 volt à l'entrée du déclencheur, la base de V_2 devient positive et l'oscillation s'arrête. Le courant d'entrée est alors de $800 \mu A$. Pour que l'application d'une tension de + 50 volts ne bloque pas l'oscillateur, on branche en série avec la base de V_1 une résistance de $100 K\Omega$. La tension d'entrée peut également devenir fortement négative lorsque le point de fonctionnement a été réglé à l'aide d'une contre tension en haut de gamme d'un amplificateur. Les tensions inverses base-émetteur et base-collecteur étant limitées à -20 volts, on réalise un pont diviseur de tension en branchant une résistance de $50 K\Omega$ en parallèle sur l'entrée (figure ci-dessous).



Dans ces conditions le déclencheur peut supporter des surcharges de plus ou moins 50 volts.

VI.10.3 - Dérive du point de fonctionnement.

La tension V_{be} du transistor oscillateur évolue en fonction de la température. La formule ci-dessous nous montre son évolution [IX]

$$- V_{be} = [(1 - \alpha) I_e + I_{cbo}] r_{bb'} + V_T \log_e \left(1 + \frac{I_e}{I_{cbo}} \right) \quad (31)$$

avec $V_T = T_j \cdot 8,6 \cdot 10^{-5}$ volt par degré centigrade.

T_j étant la température de la jonction du transistor en degré absolu.

L'expérience montre que les variations de $r_{bb'}$ et de α dues à la température sont peu importantes. V_T , ne varie que de 0,3 millivolt entre 25°C et 60°C. C'est le terme $\log \left(1 + \frac{I_e}{I_{cbo}} \right)$ qui varie le plus en fonction de la température. I_{cbo} varie exponentiellement et d'autant plus que I_e est élevé, car I_e agit sur la température du transistor.

Pour limiter I_e , on insère dans le circuit collecteur une résistance de 820 Ω .

Mais, malgré cela, la dérive en température peut être supérieure à 5 millivolt par degré. Le sens de branchement du transistor V_1 est tel que sa dérive propre compense en partie celle de l'oscillateur. Les mesures effectuées dans une gamme de température allant de 20°C à 50°C, nous ont permis d'obtenir couramment une dérive de l'ordre du millivolt par degré centigrade.

VI.10.4 - Mesure de la dérive et de l'hystérésis.

Pour mesurer la dérive et à fortiori l'hystérésis du déclencheur, on utilise la tension fournie aux bornes d'un potentiomètre dont la valeur est asservie à l'arrêt ou au fonctionnement de l'oscillateur. Le montage utilisé est montré figure 41. (L'hystérésis ou "fourchette" définit la variation de tension entre les points de fonctionnement et d'arrêt de l'oscillation).

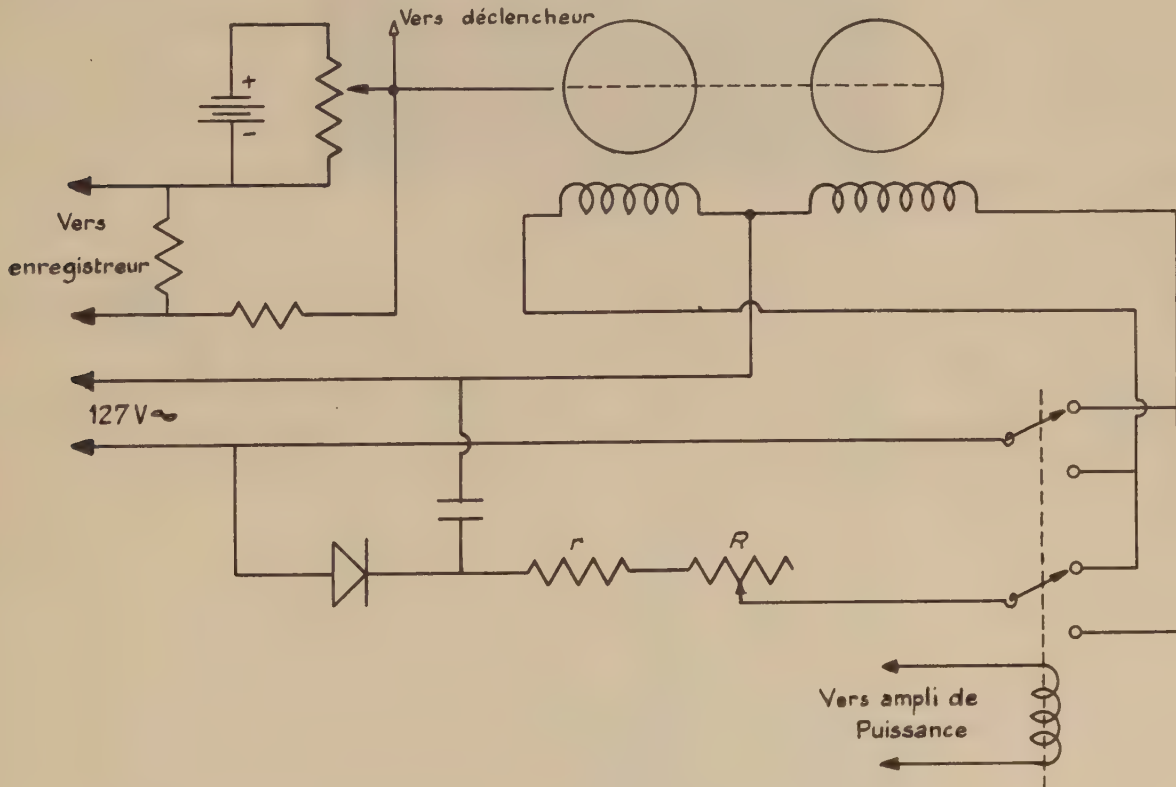


Figure 41

On utilise donc la tension existant sur le curseur du potentiomètre pour enclencher l'oscillateur et on l'envoie également à un enregistreur contrôlant le point de fonctionnement. Lorsque l'oscillateur fonctionne, il fournit un signal à un relai statique suivi d'un élément de puissance actionnant un relai électromécanique. Ce relai inverse le sens de rotation du potentiomètre qui par son action arrête l'oscillateur. L'arrêt est suivi d'une nouvelle inversion de sens de rotation du potentiomètre et l'oscillateur fonctionne à nouveau. On agit sur la période du cycle en freinant plus

ou moins un des deux moteurs à l'aide d'un courant commandé par le rhéostat R. Le résultat des mesures, nous a permis d'obtenir une dérive de l'ordre du millivolt par degré et un hystérésis de quatre millivolts.

Avec un pont d'entrée la dérive est de trois millivolts par degré centigrade et l'hystérésis de 10 à 15 mV.

Le tableau suivant montre les résultats récapitulatifs de quelques mesures sur deux déclencheurs.

Ve mV	T° en °C	hyst mV	Dérive mV/°C	Vc en V	r ₂ Ω	r ₄ Ω	V ₁	V ₂	Pont d'entrée	r ₅ KΩ	rb KΩ
225	21 à 40	50	10	5	100	220	OC139	OC45			500
125	22 à 48	50	5	5	100	100	OC139	OC45			500
70	22 à 42	40	3,5	5	100	39	OC139	OC45			500
35	22 à 42	40	1,75	5	100	0	OC139	OC45			500
41	20 à 35	2	2,8	6	560	0	OC141	OC44		1,8	47
20	20 à 30	5	2	6	560	47	OC141	OC44			47
30	20 à 30	2	3	9	820	0	OC141	OC44			47
27	20 à 50	4	1	8,5	820	47	OC141	OC44			30
35	20 à 30	20	3,5	8,5	820	47	OC141	OC44	10 ⁵ /510 ⁴		30
30	20 à 30	10	3	8,5	820	47	OC141	OC44			30
25	20 à 30	8	2,5	8,5	820	22	OC141	OC44			30

La figure 42 présente la caractéristique Ie Ve du déclencheur autour du point d'enclenchement.

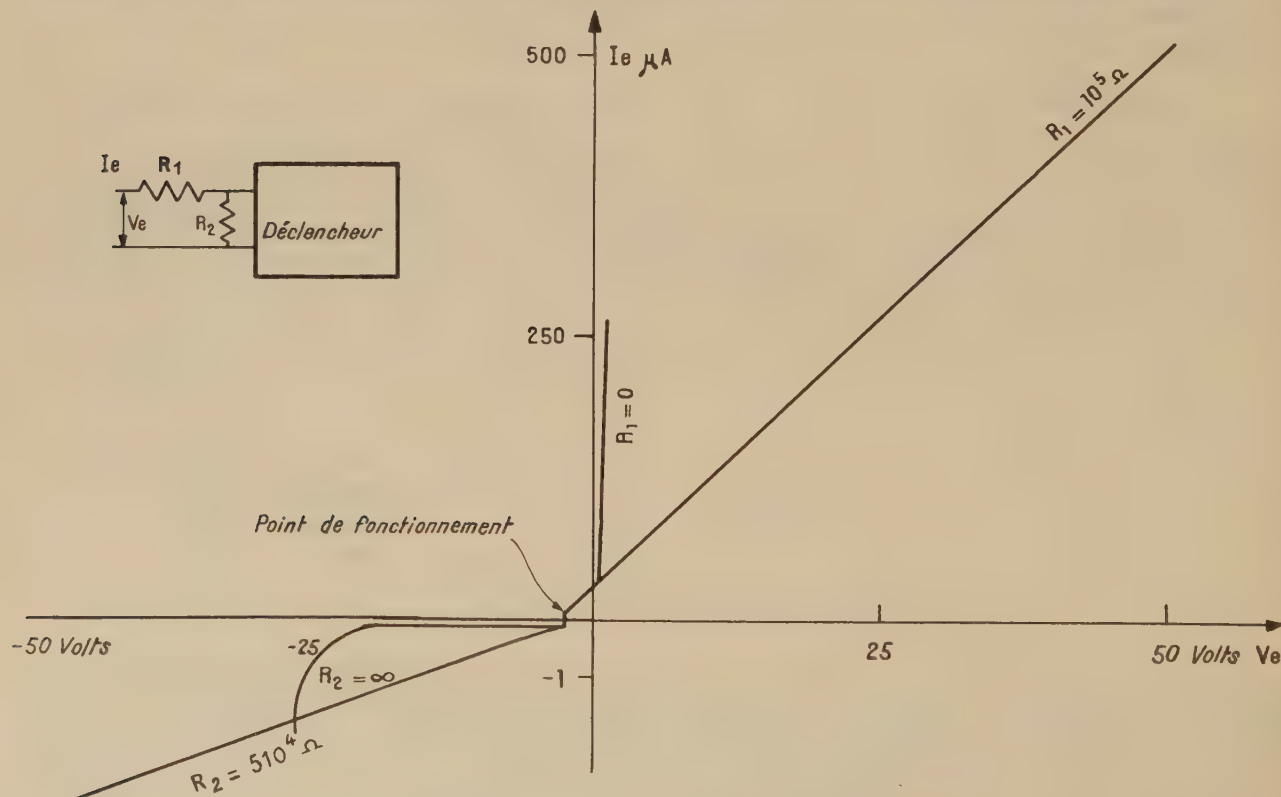


Figure 42 - Courbe V_e/I_e du déclencheur.

VI.11 - COMMANDE DES RELAIS STATIQUES -

Les tensions fournies par l'oscillateur ont la forme représentée par les oscillogrammes de la figure 43.

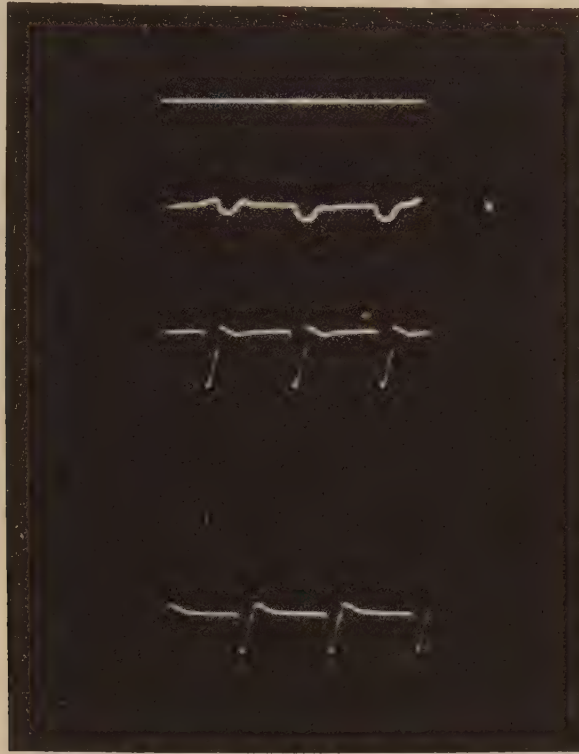


Figure 43

a) La première figure représente la tension que l'on obtient entre la commande et l'arrêt de l'oscillateur.

b) forme d'onde du signal aux bornes de L_3 .

c) forme d'onde aux bornes de L_1 .

1 carré représente $10 \mu_s$ et 5 volts.

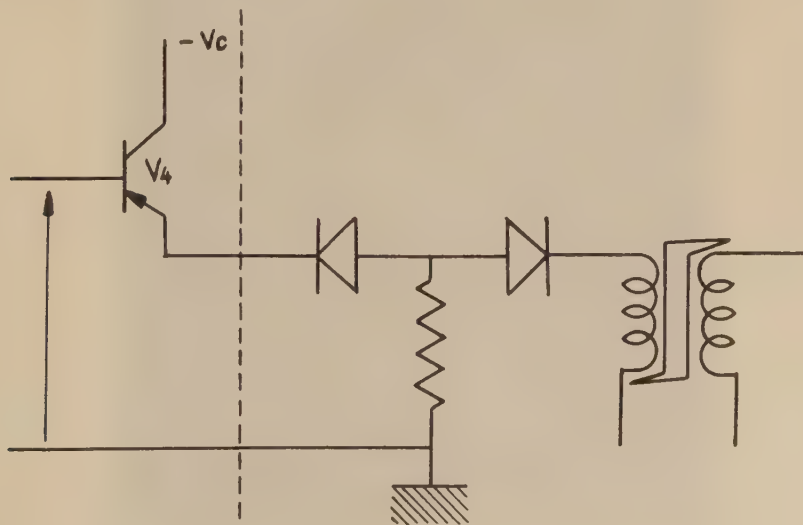


Figure 44

Mais, la tension fournie par le déclencheur sera toujours de même valeur quelle que soit la tension d'alimentation des relais statiques. Et si on limite V pour que la tension de déchet émetteur-collecteur soit faible lors de la commande pour limiter la puissance dissipée, on peut, pour une certaine valeur de la tension d'alimentation des relais, commander imparfaitement.

[illegible]

Three decorative horizontal bands with stylized, wavy patterns, likely representing a stylized landscape or architectural element. The patterns are white and set against a dark background. The top band features a series of connected, rounded humps. The middle band shows a more complex, jagged wave pattern. The bottom band consists of a series of smaller, more frequent humps.

60

L'enroulement Tr représente le secondaire du transformateur d'alimentation. La tension continue alimentant le transistor V_q dépend de la source alimentant les relais statiques. On s'arrange pour que la tension de commande soit toujours supérieure à la tension continue aux bornes du condensateur c . Lorsque V_c^d est nulle, la tension sur l'émetteur du transistor V_q n'est jamais nulle mais a une valeur inférieure à la chute de tension aux bornes de r . Cet artifice nous permet de ne pas imposer aux bornes du transistor des tensions très élevées.

Les oscillogrammes de la figure 46 ci-avant représentent la forme du courant débité par V_q . On a représenté la valeur de ce courant pour une commande et pour l'arrêt du déclencheur.

a) forme du courant de commande lorsque la contre-tension E est nulle (0,5 volts par carré dans une résistance de 2,5 Ω).

b) forme du courant de commande pour $E < V_r$.

c) forme du courant de commande pour $E \geq V_r$.

On remarque que dans ce cas un courant résiduel important persiste au repos.

VI.12 - TEMPS DE REPONSE -

Le retard entre la tension d'entrée du déclencheur et celle délivrée par le transistor V_q est essentiellement déterminée par la constante de temps du circuit de détection $C_1 r_6$ (voir figure 39).

On a mesuré le temps de réponse de trois relais statiques, (y compris l'élément de puissance) précédés d'un déclencheur. Sur charge résistive en sortie on a déterminé un temps propre du déclencheur d'environ 40 à 50 μ , correspondant à peu près à $\theta = C_1 r_6$. On a également fait des mesures avec des charges RC et LR à la sortie de l'élément de puissance.

Les oscillogrammes ont donné les résultats suivants (figure 47).

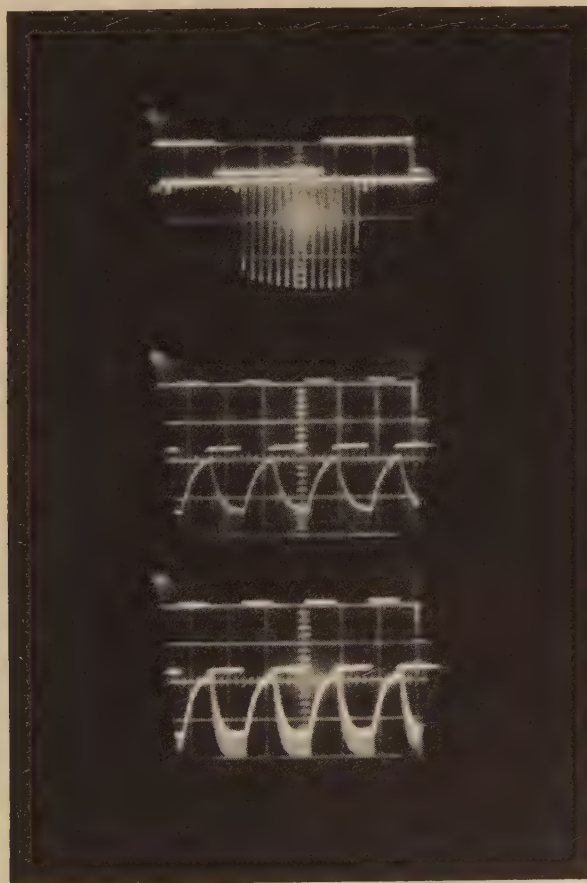


Figure 47

- a) 1 carré = 100 μ_s . Charge résistive.
- b) 1 carré = 500 μ_s . Charge RC.
- c) 1 carré = 500 μ_s . Charge LC.

Nous voyons qu'avec un retard de 200 à 300 μ_s on a une tension continue de sortie, ce que l'on recherchera souvent lorsque la charge sera un électro-aimant. Une légère différence entre l'apparition et la disparition du signal existe dans le premier cas. En effet, il n'est pas nécessaire que la tension soit arrivée à la valeur crête aux bornes de C_1 pour que la commande se fasse ; de plus la constante de temps de charge dépend en grande partie de la résistance interne des diodes. A l'arrêt le temps de décharge de C est un peu plus long.

CONCLUSION -

Si le déclencheur était utilisé vis-à-vis de l'entrée en direct nous aurions un relais qui, utilisé à un seuil de fonctionnement de 0,5 volt aurait une précision de 2 % pour une variation de la température ambiante de 10°C et dont la précision d'enclenchement et de déclenchement serait de 1 %.

Mais l'éventualité des surcharges nous obligeant à utiliser un pont d'entrée, la précision est trois fois moins élevée.

En général, on ne demandera pas de telles performances à cet appareil, car il sera la plupart du temps utilisé comme relais de fin de course, donc à des niveaux supérieurs au volt.

Le temps de réponse étant toujours inférieur à 50 μ_s , aucune perturbation dans le fonctionnement d'une logique ne sera apporté par un tel élément. Nous avons réalisé une mesure de ce temps de réponse pour un déclencheur suivi de quelques éléments logiques montrant que son temps de réponse est le double de celui d'un relais statique utilisant des tores magnétiques.

VI.13 - ALIMENTATION -

Elle est composée d'un générateur sinusoïdal à 20 KHz délivrant une puissance d'environ 50 W, nécessaire à la réalisation d'une fonction logique utilisant six mémoires, une dizaine d'éléments ET et un élément de sortie pouvant délivrer une puissance de 10 Watts.

Ce générateur est réalisé actuellement à l'aide de tubes électroniques, car pour obtenir de telles puissances avec les transistors, à cette fréquence, certaines précautions sont encore à prendre, qui rendent le système d'un fonctionnement moins sûr. Son schéma est représenté figure 48.

Notons toutefois que le transformateur d'adaptation fournissant les tensions E_1 , E_2 et E_3 est réalisé à l'aide d'un circuit magnétique en ferroxcube dont les pertes sont d'environ 40 m W par cm^3 à 20 KHz.

CHAPITRE VII

RÉALISATIONS D'ENSEMBLES

VII.1 - SYSTEME A DISCORDANCES -

On mesure le flux neutronique dans un réacteur en six endroits différents. En régime normal les indications des appareils de mesure (A à F) sont identiques. Suivant l'importance des incidents produits (indication d'appareils différente des autres) on désire obtenir soit un signal d'alerte ou de chute différée des barres de sécurité (ordre X) soit une chute instantanée (ordre Y). Au repos $X = 0$ et $Y = 1$.

1) X se produira pour une seule panne et seulement lorsqu'aucun ordre existe en Y. L'équation logique s'écrira :

$$X = [a + b + c + d + e + f] \bar{Y}$$

2) Y sera supprimé pour une panne dans deux chaînes consécutives, pour toutes les chaînes en panne, et pour :

a b	lorsque	a ≠ b	et	b ≠ e
a c	"	a ≠ d	et	c ≠ f
b c	"	b ≠ e	et	c ≠ f.

L'équation logique de Y s'écrira donc :

$$\begin{aligned} \bar{Y} = & A.b.c.d.e.f + ab + bc + cd + de + ef + fa + ad + be + cf \\ & + [a\bar{d} + d\bar{a}] [b\bar{e} + e\bar{b}] [a\bar{d} + d\bar{a}] [\bar{c}f + f\bar{c}] + [b\bar{e} + e\bar{b}] [\bar{c}f + f\bar{c}] \end{aligned}$$

Soit, tout calcul fait :

$$\bar{Y} = (a+c+e) (b+d+f) + (a+d) (b+e) \times \overline{[ad+eb]} + (a+d) (c+f) \times \overline{[ad+cf]} + (b+e) (c+f) \times \overline{[be+cf]}$$

Le schéma synoptique de ces fonctions est représenté par la figure 49 où les déclencheurs ne sont pas figurés puisqu'ils sont simplement considérés, vis-à-vis de la logique, comme transformateur par tout ou rien du signal de commande.

Remarque - Si l'on désire simplement que l'ordre en Y soit supprimé pour deux pannes consécutives prises dans toutes les directions on écrit :

$$\bar{Y} = a [b + c + d + e + f] + b [a + c + \dots] + f [a + b + c + d + e]$$

$$\bar{Y} = a [b + c + d + e + f] + b [c + d + e + f] + c [e + f + d] + d [e + f]$$

$$\bar{Y} = [a + b] [c + d + e + f] + [c + d] [e + f] + ab + ef + cd$$

dont le schéma synoptique serait le suivant.

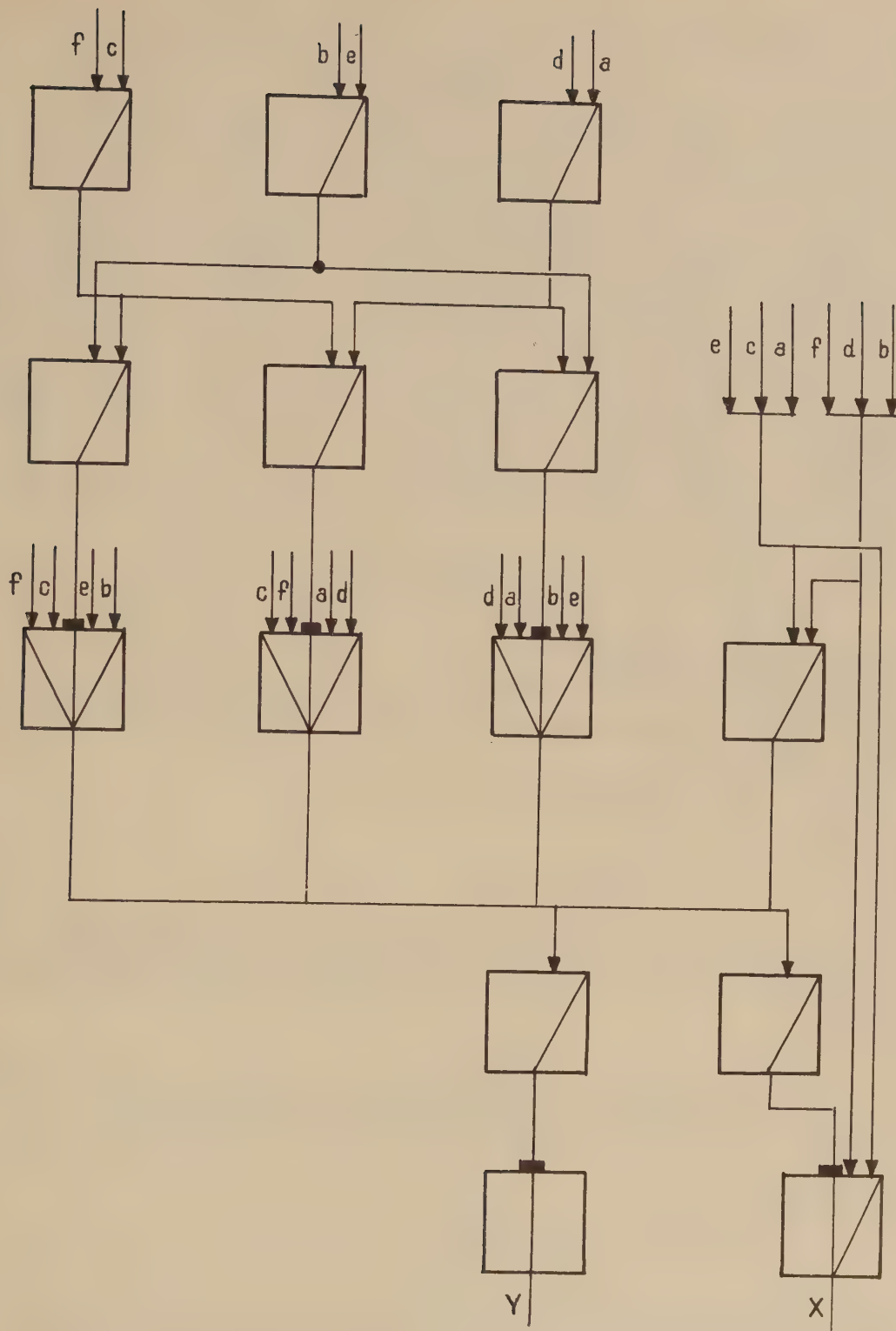
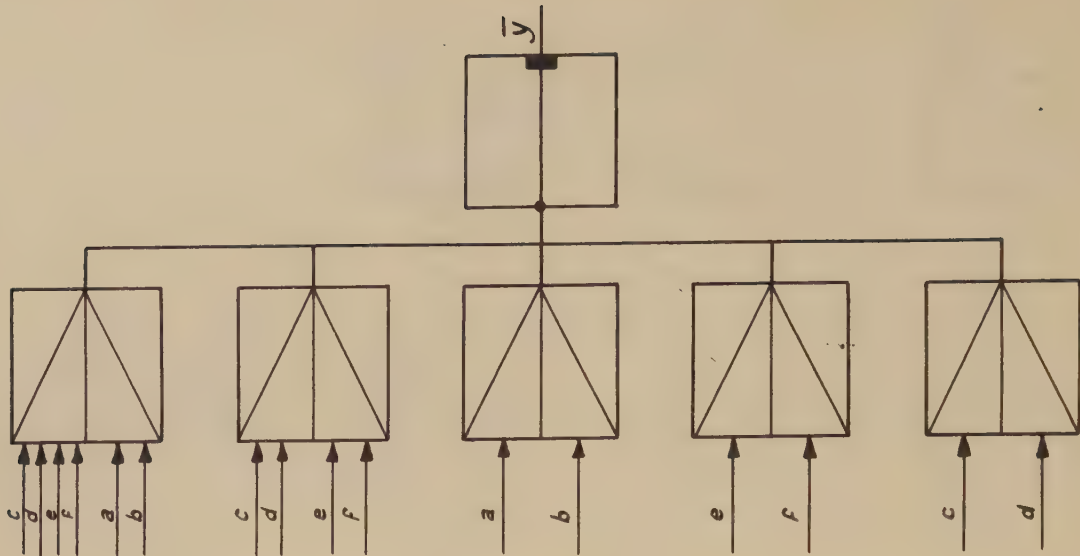


Figure 49



Schéma

VII.2 - SYSTEME A COINCIDENCES -

L'ensemble suivant répond à la coïncidence 2 de 3 sous une forme particulière.

Nous avons trois signaux de puissance P_1 , P_2 , P_3 dont l'évolution ne doit pas dépasser $\pm \Delta P$, et deux autres signaux D et E.

Le système de sécurité doit fonctionner si l'on a :

- 1) 2 ordres $P + \Delta P$;
- 2 ordres $P - \Delta P$;
- 1 ordre $P + \Delta P$ et 1 ordre $P - \Delta P$.

Les valeurs $+\Delta P$ et $-\Delta P$ peuvent être différentes suivant le programme établi.

Sur chaque signal nous brancherons deux déclencheurs dont l'un aura son seuil de fonctionnement réglé à $P + \Delta P$ et l'autre à $P - \Delta P$. Les signaux correspondant seront a' , b' , c' pour les variations négatives.

- 2) pour D ou E.

Dans le montage précédent, il y avait indication en X lorsqu'il y avait perturbation. Si la perturbation n'était que momentanée, l'opérateur pouvait ne pas s'en apercevoir.

Nous aurons donc, pour chaque ordre, fourni une mémoire maintenant l'annonce d'un signal même après sa disparition.

L'équation logique sera :

$$\bar{Y} = b(a + c) + ca + b'(a' + c') + c'a + (a + b + c)(a' + b' + c') + D + E.$$

dont le schéma logique est représenté figure 50. Les mémoires ne sont pas représentées pour ne pas compliquer le schéma.

$$\text{Fonction } \gamma = B(A+C) + CA + B'(A'+C') + C'A' + (A+B+C)(A'+B'+C') + D+E$$

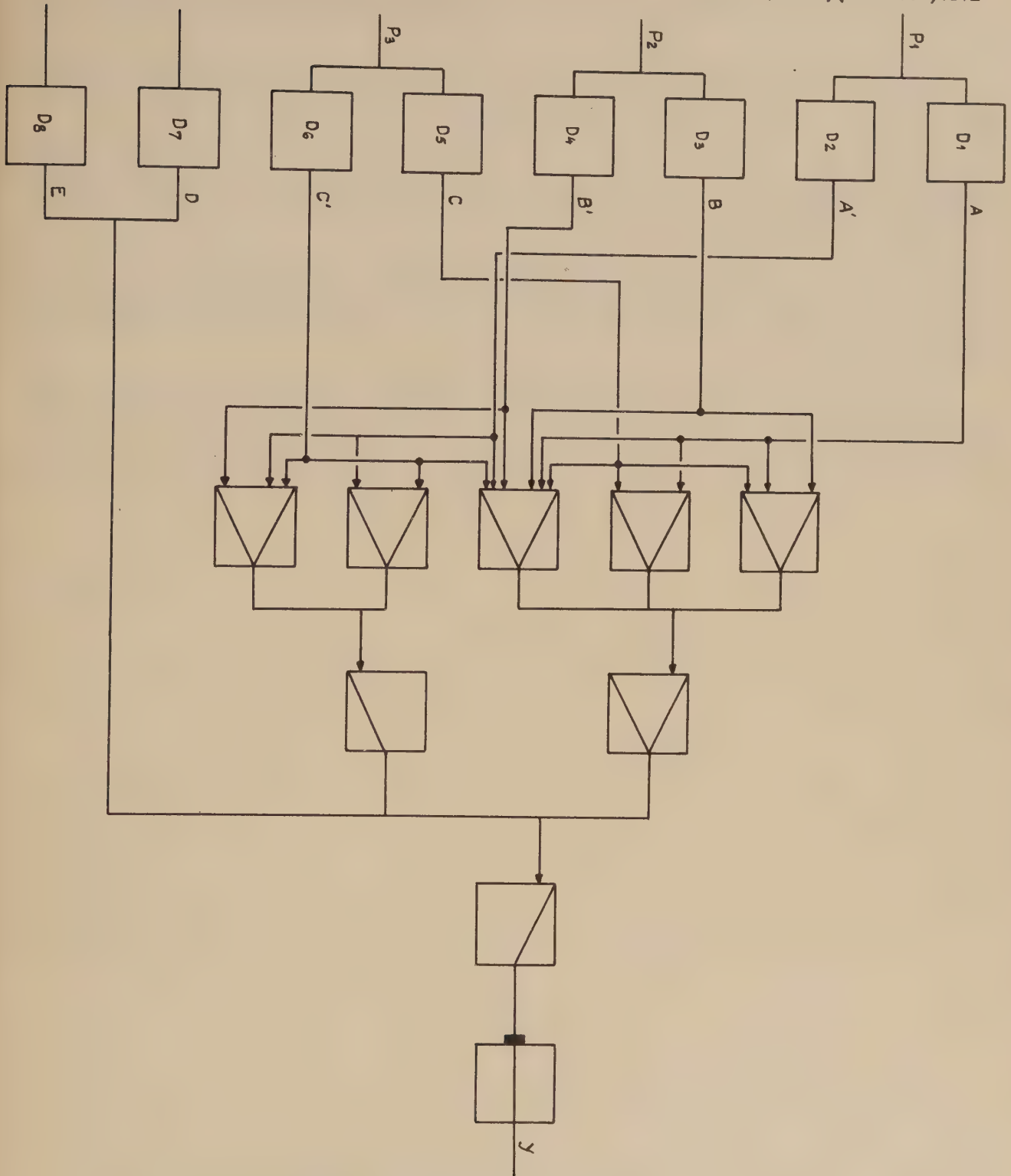


Figure 50

VII. 3 - CONCLUSIONS -

La recherche de l'amélioration de la sécurité de fonctionnement des réacteurs nucléaires nécessite l'utilisation, dans les chaînes de sécurité, d'éléments de commutation à grande vitesse de réponse.

L'inconvénient des relais électromécaniques étant leur faible vitesse de réponse, on propose l'utilisation des relais statiques basés sur la variation d'impédance que présente une self inductance réalisée à l'aide d'une bobine enroulée autour d'un noyau magnétique à cycle d'hystérésis rectangulaire.

La détermination de ces éléments de commutation correspond très bien aux calculs réalisés à partir des formules 18, 19, 21 et 24. Ceci, à condition de déterminer par une mesure préalable, la courbe d'hystérésis et la résistivité apparente du matériau utilisé dans la gamme de fréquence dans laquelle on désire travailler.

La stabilité de fonctionnement de ces éléments est concluante pour des variations de la fréquence et de la tension d'alimentation respectivement de + ou - 10 % et + ou - 25 %.

Ces relais statiques présentent une impédance d'entrée faible, l'emploi d'un élément déclencheur nécessitant une puissance de commande inférieure à $5 \cdot 10^{-8}$ watt permet de s'affranchir de cet inconvénient.

Nous avons fait fonctionner un ensemble, correspondant à la réalisation présentée figure 50, pendant un mois sans nécessiter le remplacement d'un seul élément (diode, tore ou résistance), leurs performances demeurant égales. En fin de texte des photographies montrent les éléments réalisés.

ANNEXE I

ELEMENTS DE CINETIQUE DES REACTEURS NUCLEAIRES -

La réactivité.

Elle est définie par la relation suivante :

$$\rho = \frac{K - 1}{K}$$

où K est le facteur de multiplication des neutrons émis lors de la fission d'un noyau d'uranium par un neutron incident. Suivant que ce facteur est :

$$\rho > 1 \qquad \qquad \rho = 1 \qquad \qquad \rho < 1$$

le réacteur est dit :

Surcritique Critique Sous critique

et la puissance correspond à une croissance exponentielle

positive nulle négative

Il résulte de ceci que le nombre de neutrons par unité de volume gagnés dans une génération est :

$$n_0 (K - 1)$$

n_0 étant le nombre de neutrons initial.

Soit ϕ la durée de vie moyenne des neutrons, il en résulte que :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{n_0 (K - 1)}{\phi}$$

soit :

$$n = n_0 e^{(K-1) \frac{t}{\phi}} \qquad K - 1 = \delta K$$

Le nombre de neutrons étant proportionnel au nombre de fissions se produisant, la puissance d'un réacteur est donc, à tout instant, proportionnelle au nombre de neutrons dans le cœur.

La période d'un réacteur est définie par :

$$T = \frac{\vartheta}{K - 1}$$

et son temps de dédoublement (multiplication par 2)

$$td = 0,693 T$$

Pratiquement la réactivité est contrôlée dans un réacteur en introduisant et en retirant des quantités de matériaux absorbant les neutrons.

Effet des neutrons retardés.

Le processus décrit ci-dessus dure environ 10^{-3} s et représente la vie moyenne des neutrons "prompts" dans le réacteur, par opposition à d'autres groupes de neutrons dits "retardés" et dont le processus de production dérive d'un phénomène auxiliaires mais fondamental de la cinétique des réacteurs.

Les équations cinétiques s'écrivent :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{\delta K - \beta}{\vartheta} n + \sum_i \lambda_i C_i + S$$

$$\frac{dC_i}{dt} = \frac{\beta_i n}{\vartheta} - \lambda_i C_i$$

C'est-à-dire que la variation du nombre de neutrons est égale au nombre de neutrons prompts formés, diminué de la fraction de neutrons ayant servi à former les neutrons retardés.

$$\frac{\delta K - \beta}{\vartheta} n$$

et augmenté du nombre de neutrons retardés produits par des générations antérieures de neutrons ayant formé des émetteurs de neutrons de constante radioactive λ_i et de concentration C_i .

Plusieurs catégories d'émetteurs apparaissent, dont la variation de concentration sera égale à :

$$\frac{dC_i}{dt} = \frac{\beta_i n}{\vartheta} - \lambda_i C_i.$$

c'est-à-dire à la différence entre leur production et leur décroissance radioactive. A partir de ces formules on peut définir comme plus haut la période. Mais, le but recherché étant de montrer la rapidité avec laquelle un dédoublement de la puissance peut se produire, nous nous référerons aux courbes de Nordheim figure 1.

ANNEXE II

CONDITIONS D'OSCILLATION DU DECLENCHEUR -

r_2 étant négligeable devant r_3 , les équations de Kirchoff de ce quadripôle s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ce} = (r_3 + r_4) i_c + j(L_2 + L_3) i_c - r_4 i_b - jM\omega i_b \\ jM\omega i_c = (R_0 + Z_1 + r_4) i_b + jL_1\omega i_b - r_4 i_c \end{cases}$$

$r_4 < r_3$ d'où :

$$\begin{cases} 0 = r_3 i_c + j(L_2 + L_3) i_c - jM\omega i_b - r_4 i_b + Z_1 g m r_3 i_b \\ 0 = -jM\omega i_c - r_4 i_c + (R_0 + Z_1 + jL_1\omega) i_b \end{cases}$$

Rendons la mutuelle inductance négative et remplaçons $g m r_3$ par G .

$$\begin{cases} 0 = r_3 i_c + j(L_2 + L_3) \omega i_c + jM\omega i_b - r_4 i_b + Z_1 G i_b \\ 0 = jM\omega i_c - r_4 i_c + (R_0 + Z_1 + jL_1\omega) i_b \end{cases}$$

La matrice impédante sera :

$$[Z] = \begin{bmatrix} r_3 + j(L_2 + L_3)\omega & jM\omega - r_4 + Z_1 G \\ jM\omega - r_4 & R_0 + Z_1 + jL_1\omega \end{bmatrix}$$

dont le déterminant est $|Z|$.

$$|Z| = [r_3 + j(L_2 + L_3)\omega] [R_0 + Z_1 + jL_1\omega] - [jM\omega - r_4 + Z_1 G] [jM\omega - r_4]$$

Mettons Z_1 en facteur

$$\begin{aligned} |Z| &= [r_3 + j(L_2 + L_3)\omega] [R_0 + jL_1\omega] + M^2\omega^2 + 2jM\omega r_4 - r_4^2 \\ &\quad + Z_1 [r_3 + Gr_4 + j(L_2 - L_3 - GM)\omega] \end{aligned}$$

Développons la partie indépendante de Z_1 :

$$\begin{aligned} &[r_3 + j(L_2 + L_3)\omega] [R_0 + jL_1\omega] + M^2\omega^2 + 2jM\omega r_4 - r_4^2 \\ &= R_0 r_3 - L_1\omega^2 (L_2 + L_3) + M^2\omega^2 + j\omega (L_1 R_3 + R_0 L_2 + R_0 L_3) + 2jM\omega r_4 - r_4^2 \end{aligned}$$

Supposons que $M^2 = L_1 L_2$

$$= R_0 r_3 - L_1 L_3 \omega^2 - r_4^2 + j \omega (L_1 r_3 + R_0 L_2 + R_0 L_3 + 2 M r_4)$$

r_4 est toujours inférieur à R_3 et à R_0 . Et comme M ne pourra jamais être supérieur à la plus grande des deux valeurs L_1 ou L_2 , $2 M r_4$ devient négligeable devant $R_0 L_2$ et $L_1 r_3$.

$$(a) \quad = R_0 r_3 - L_1 L_3 \omega^2 - r_4^2 + j \omega (L_1 r_3 + L_2 R_0 + L_3 R_0)$$

Développons la partie correspondante de Z

$$(b) \quad = Z_1 [r_4 G + r_3 + j (L_2 + L_3 - GM) \omega] = \frac{R_1 (1 - j R_1 C_1 \omega)}{1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2} [G r_4 + r_3 + j (L_2 + L_3 - GM)]$$

$$= \frac{R_1}{1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2} [G r_4 + r_3 + R_1 C_1 \omega^2 (L_2 + L_3 - MG) + j \omega (L_2 + L_3 - MG - r_3 R_1 C_1 - G r_4 R_1 C_1)]$$

Le déterminant est la somme de a et de b , dont la partie réelle est :

$$|Z|_r = R_0 r_3 - L_1 L_3 \omega^2 - r_4^2 + \frac{R_1}{1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2} [r_3 + G r_4 + R_1 C_1^2 (L_2 + L_3 - MG)]$$

et la partie imaginaire :

$$|Z|_j = \omega (L_1 r_3 + R_0 L_2 + R_0 L_3) + \frac{R_1 \omega}{1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2} [L_2 + L_3 - MG + r_3 R_1 C_1 - G r_4 R_1 C_1] = 0$$

Annulons la partie imaginaire et divisons par ω

$$\frac{|Z|_j}{\omega} = L_1 r_3 + R_0 L_2 + R_0 L_3 + \frac{R_1}{1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2} [L_2 + L_3 - MG - r_3 R_1 C_1 - G r_4 R_1 C_1] = 0$$

$$1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2 = - \frac{R_1 (L_2 + L_3 - MG - R_3 R_1 C_1 - G r_4 R_1 C_1)}{L_1 r_3 + R_0 (L_2 + L_3)}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{R_1^2 C_1^2} \left[\frac{R_1 (MG + G r_4 R_1 C_1 + r_3 R_1 C_1 - L_2 - L_3)}{L_1 r_3 + R_0 (L_2 + L_3)} - 1 \right]$$

ω détermine la pulsation de l'oscillation qui peut se produire si les conditions réelles le permettent. Pour rechercher ces conditions annulons la partie réelle.

$$|Z|_r = R_0 r_3 - L_1 L_3 \omega^2 - r_4^2 + \frac{R_1}{1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2} [r_3 + G r_4 + R_1 C_1 \omega^2 (L_2 + L_3 - MG)] = 0$$

r_4^2 est toujours inférieur à $R_0 r_3$

$$R_0 r_3 = L_1 L_3 \omega^2 + \frac{R_1}{1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2} [R_1 C_1 \omega^2 (MG - L_2 - L_3) - r_3 - G r_4]$$

$$R_0 = \frac{L_1 L_3 \omega^2 + \frac{R_1}{1 + R_1^2 C_1^2 \omega^2} [R_1 C_1 \omega^2 (MG - L_2 - L_3) - r_3 - G r_4]}{r_3}$$

Il serait pratique d'obtenir R_0 seulement en fonction des paramètres liés au transistor. Mais la formulation se compliquerait. Si on choisit ω^2 , C_1 et L_3 de façon que

$$R_1^2 C_1^2 \omega^2 > 1$$

$$L_1 L_3 \omega^2 < \frac{G M}{R_3 C_1}$$

On a :

$$R_0 = \frac{M G}{r_3 C_1}$$

$$R_0 = \frac{g_m M}{C_1}$$

Si l'on n'utilise pas une fréquence trop élevée, ce sera la valeur la plus grande de R_0 que l'on pourra obtenir pratiquement.

ANNEXE III

L'ALGEBRE DES CHAINES DE CONTACT -

Principe fondamentaux - [4] et [10].

Produit de deux variables.

Soient deux contacts A et B. A chacun de ces contacts nous allons faire correspondre une variable de même nom, à laquelle nous attribuerons la valeur

- 0 si le contact est ouvert,
- 1 si le contact est fermé.



contact ouvert = 0

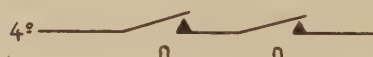
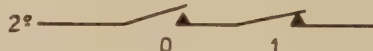


contact fermé = 1

Associations ces deux contacts en série ; le contact résultant, que nous représenterons par la variable p, sera :

- | | |
|---|--------|
| 1) p fermé si a est fermé et b fermé | p = 1 |
| 2) p ouvert si a est ouvert et b fermé | p = 0 |
| 3) p ouvert si a est fermé et b ouvert | p = 0 |
| 4) p ouvert si a est ouvert et b ouvert | p = 0. |

Ce tableau est illustré par les contacts de la figure suivante.



En examinant le résultat de ce tableau nous remarquons qu'il existe entre les valeurs numériques attribuées aux trois variables p, b, a, la relation

$$p = a \times b$$

Nous considérerons par conséquent p comme le produit de deux variables.

CONCLUSION -

Lorsque la relation d'un produit de deux variables est nécessairement employé dans un système de commutation on appellera le montage correspondant à cette équation un ET.

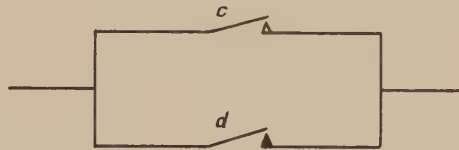
En effet lorsque l'on écrit :

$$p = a \times b$$

la relation exige que pour avoir $p = 1$ a et b soient égaux à 1.

Somme de deux variables.

Soient maintenant deux contacts C et D, de variables c et d, que nous allons associer en parallèle et soit q le contact résultant.



q est ouvert si c est ouvert et d ouvert $q = 0$

q est fermé si c est fermé et d ouvert $q = 1$

q est fermé si c est ouvert et d fermé $q = 1$

q est fermé si c est fermé et d fermé $q = 1$

L'examen de ce tableau montre qu'il existe la relation

$$q = c + d$$

permettant de considérer q comme la somme de deux variables c et d.

Une difficulté se présente lorsque c et d sont égaux à 1. Elle sera résolue si on écrit que

$$1 + 1 = 1.$$

CONCLUSION -

Lorsque la relation d'une somme de deux variables est nécessairement employée dans un système de commutation on appellera le montage correspondant à cette équation un OU.

En effet lorsqu'on écrit :

$$q = c + d$$

la relation exige pour que $q = 1$ que c OU d soit égal à 1.

Inversion d'une variable.

Nous avons considéré jusqu'ici les contacts indépendamment des organes auxquels ils appartiennent.

Soient A et B les organes (relais par exemple) auxquels appartiennent les contacts que nous allons étudier.

Nous désignerons par :

a et b les contacts travail,
et par $\bar{a}$ et $\bar{b}$ les contacts repos de ces organes.

Les valeurs prises par les variables a, $\bar{a}$ associées à ces contacts sont les suivantes :

a = 1, $\bar{a}$ = 0 si A est au travail,

a = 0, $\bar{a}$ = 1 si A est au repos.

La variable $\bar{a}$ est dite inverse de la variable a.

Elle est nulle lorsque la variable originale est égale à l'unité ; elle est égale à l'unité quand la variable originale est égale à zéro.

CONCLUSION -

Lorsque la relation inverse d'une variable est employée dans un système de commutation on appellera le montage correspondant une Négation ou NON ou pas.

En effet lorsqu'on écrit :

$$A = \bar{a}$$

la relation exige que a n'existera pas pour que A existe. Ou plus simplement qu'il n'y ait pas de signal en a pour qu'il y en ait en A.

Inversion d'un produit ou d'une somme.

Il est facile d'étendre la notion d'inversion au cas d'une fonction de deux ou plusieurs variables.

Si nous reprenons les tableaux 1 et 2 nous constatons en effet que les deux tableaux se déduisent l'un de l'autre en remplaçant respectivement les valeurs 1 et 0 de l'un par les valeurs 0 et 1 et inversement.

Par conséquent, non seulement les variables c et d sont respectivement les inverses des variables a et b, mais de plus les fonctions p et q sont respectivement les inverses l'une de l'autre.

p = q	et	$\bar{q} = p$
p		q
1 × 1 = 1		0 + 0 = 0
0 × 1 = 0		1 + 0 = 1
1 × 0 = 0		0 + 1 = 1
0 × 0 = 0		1 + 1 = 1

Règles du calcul algébrique.

1) Les variables sur lesquelles on travaille vérifient les lois de permutations

$$a + b = b + a$$

$$ab = ba.$$

2) Les lois de combinaisons

$$(a + b) + c = a + (b + c)$$

$$(ab) c = a (bc)$$

3)

$$\overline{ab} = \overline{a} + \overline{b}$$

$$\overline{a + b} = \overline{a} \cdot \overline{b}$$

4) Ceci s'étend à plus de deux variables

$$\overline{abc} = \overline{a (bc)}$$

$$\overline{a + b + c} = \overline{a} \times \overline{b} \times \overline{c}$$

5)

$$a \times 1 = a$$

$$a + 0 = a$$

$$a \times 0 = 0$$

$$a + 1 = 1$$

6)

$$a \overline{a} = 0$$

$$a + \overline{a} = 1$$

7)

$$a \times a = a$$

$$a + a = a$$

8)

$$a + ab = a$$

$$a (a + b) = a$$

$$a (\overline{a} + b) = ab$$

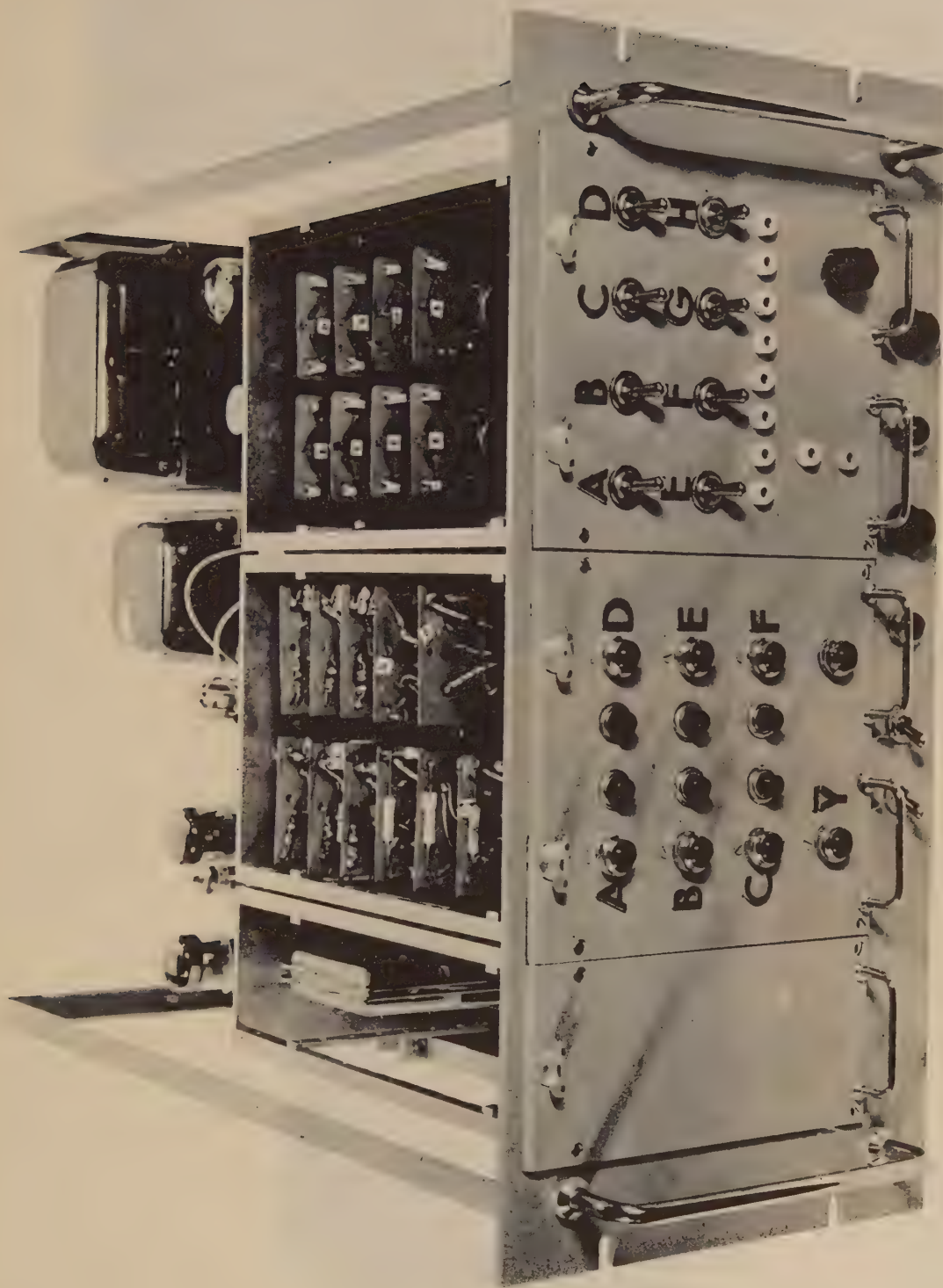
$$a + \overline{a}b = a + b$$

$$(a + b) (b + c) (c + a) = ab + bc + ca$$

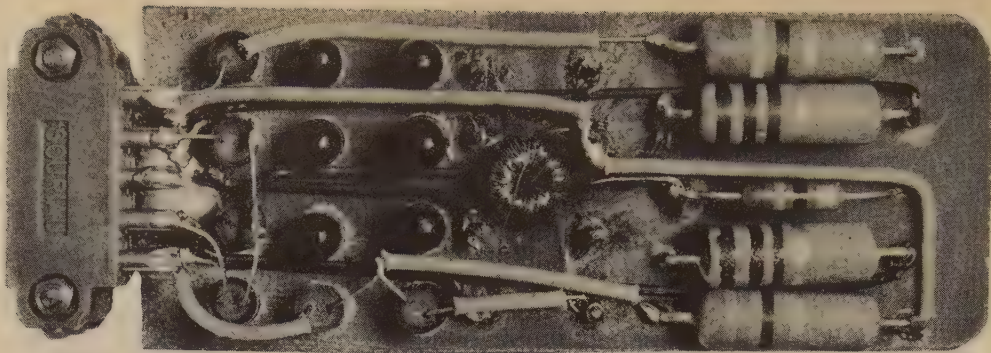
$$(a + \overline{c}) (b + c) = ac + b\overline{c}$$

BIBLIOGRAPHIE

- [I] WEILL J. - Structure et cinétique des réacteurs nucléaires - I.N.S.T.N. XXXI.
- [II] WEILL et FURET J. - Cours de Génie Atomique - C.E.A. Edition 1959-1960.
- [III] SCHULTZ M.A. - Control of Nuclear and Power Plants.
- [IV] NASLIN P. - Circuits à relais et automatismes à séquences - Dunod 1958.
- [V] CYPACK Manuel - Le matériel électrique - S.W. 1958.
- [VI] LAGASSE J. et DURANTE C. - Influence des différents paramètres sur le temps de basculement des noyaux ferromagnétiques - Comptes rendus des Séances de l'Académie des Sciences 22 Juin 1959 p. 3539 à 3540.
- [VII] DURANTE C. - Contribution à l'Etude du basculement d'un noyau ferromagnétique. - C.R.A.S. 15 Juin 1959 p.3412 à 3414.
- [VIII] ANGOT A. - Compléments de mathématiques - Editions de la revue d'optique 1952.
VASSEUR J.P. - Propriétés et applications des transistors - Editions S.F.D.E. 1958.
- [IX] Informations Techniques de S.A. - Radiotechnique Juillet 1958.
- [X] SCHWAB H. - L'Algèbre des chaînes de Contacts - Rev. Gén. Electricité février 1952.
- R. VAUTIER et A. MARAIS - Etude du temps de basculement d'une ferrite à cycle rectangulaire - C.R.A.S. 10-12-1958, p. 660 à 663.
- D.A.H. BROWN - Approximate methods for calculating the behaviour of square loop magnetic cores in circuits - Electronic Engineering july 1959 p.408 at 411.
- R.A. RAMEY - Magnetic amplifier circuit and applications - Electrical Engineering, Septembre 1953 t. 72, p.791-795.
- G. DELYON - Les applications des ferrites en Télécommunications et en Electronique - Câbles et Transmissions n° 4, 1957, p.356 à 376.
- FRANKLIN H. BLECHER - Transistors Circuits Analog and Digital Systems The Bell System Technical journal march 1956 n° 2 p.320 et 327.



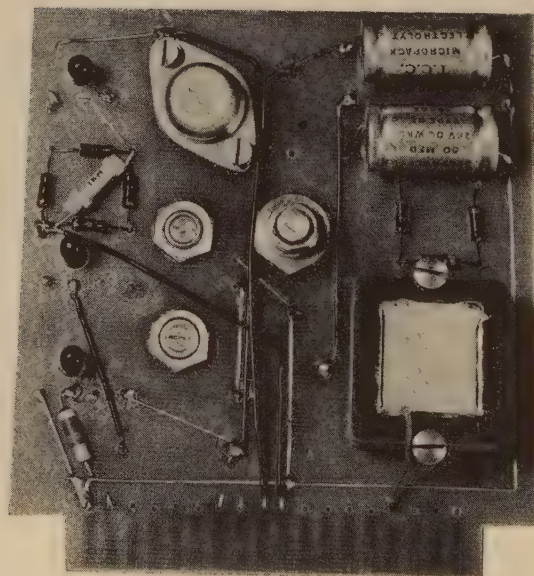
Tiroir de sécurité, type magnétique. Système 2 de 3 généralisé.



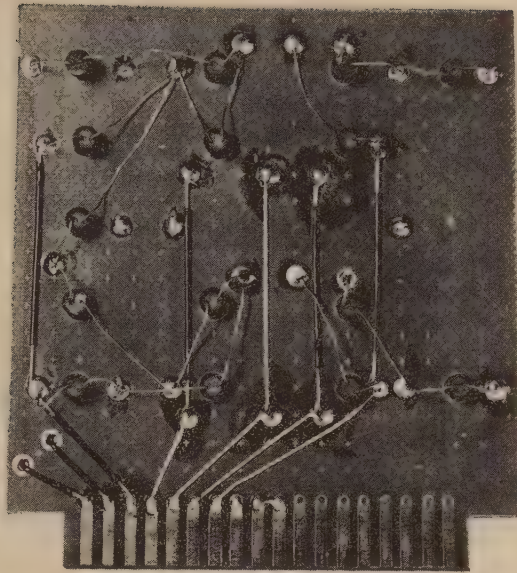
Elément logique correspondant à la fonction $Y = (1 + 2 + 3). (4 + 5 + 6). \bar{7}$.



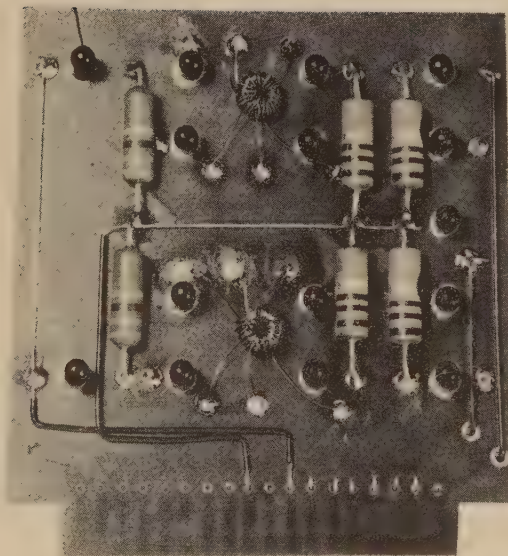
Mémoire du type série. Fonction $Y = (M + Y) \bar{A}$.



Elément d'entrée. Déclencheur à transistors.



Système 2 de 3.



Système 2 de 3 (face opposée). Fonction $Y = 1. (2 + 3) + 2. 3.$

TABLE DES MATIÈRES

	Pages
NOTATIONS	5
AVANT-PROPOS	7
INTRODUCTION	8
I - LE PROBLEME DE LA SECURITE DES REACTEURS NUCLEAIRES	9
I.1 - Généralités	9
I.2 - Les facteurs d'insécurité des réacteurs nucléaires	9
I.3 - Les paramètres de sécurité	10
II - LES CIRCUITS DE SECURITE DES REACTEURS	12
II.1 - Principe classique	12
II.2 - Principe de surabondance	13
II.3 - Principe des concordances	13
II.4 - Principe des discordances	14
III - ELEMENTS DE COMMUTATIONS MAGNETIQUES	16
III.1 - Généralités	16
III.2 - Principe de fonctionnement	16
III.3 - Fonction logique ET	18
III.4 - Fonction logique NON	19
III.5 - Fonction inhibition	19
III.6 - Fonction OU	20
III.7 - Fonction mémoire	20
IV - ETUDE DU TEMPS DE BASCULEMENT D'UN TORE FERROMAGNETIQUE A CYCLE D'HYSTERESIS RECTANGULAIRE	23
IV.1 - Courant de commande	23
IV.2 - Pertes par courants de Foucault	24
IV.3 - Détermination du temps de basculement lorsque le signal appliqué est sinusoïdal	25
IV.4 - Temps minimum de basculement	26
IV.5 - Cas des tores métalliques	27
IV.6 - Cas des tores en ferrites	28

	Pages
V - DETERMINATION DES ELEMENTS CONSTITUANT UNE LOGIQUE	30
V.1 - Liaison en cascade d'éléments de commutation	30
V.1.2 - Commande parallèle	30
V.1.3 - Commande en série	33
V.2 - Commande par déclencheur	34
V.2.1 - Oscillateur	35
V.2.2 - Détermination du point d'oscillation	36
V.2.3 - Dépassement du point d'oscillation	37
V.3 - Elément de sortie ou de puissance	37
VI - REALISATIONS	41
VI.1 - Choix de la fréquence de travail	41
VI.2 - Choix de la forme d'onde	42
VI.3 - Perturbations dues à l'effet de triangle	42
VI.4 - Fonction logique ET	44
VI.5 - Fonction logique NON	46
VI.6 - Fonction logique OU	47
VI.7 - Elément de puissance	48
VI.8 - Mémoires	49
VI.9 - Fonctions composées	51
VI.10 - Déclencheur	54
VI.10.1 - Détermination de l'oscillateur	54
VI.10.2 - Surcharge de l'oscillateur	56
VI.10.3 - Dérive du point de fonctionnement.....	56
VI.10.4 - Mesure de la dérive et de l'hystérésis	57
VI.11 - Commande des relais statiques	59
VI.12 - Temps de réponse ..	61
VI.13 - Alimentation	62
VII - REALISATIONS D'ENSEMBLES	64
VII.1 - Système à discordances	64
VII.2 - Système à coïncidences	66
VII.3 - Conclusion	68
ANNEXE	69
I - Eléments de cinétique des réacteurs nucléaires	69
II - Conditions d'oscillation du déclencheur	71
III - L'algèbre des chaînes de contact	74
BIBLIOGRAPHIE.....	78

DEUXIEME THESE

Propositions données par la Faculté

REPRESENTATION ANALOGIQUE DES CIRCUITS DE TRANSFERT
ET D'ECHANGE DE CHALEUR.

Vu et approuvé :
Paris, le 1er décembre 1960
Le Doyen de la Faculté des Sciences,
J. PERES

Vu
et Permis d'imprimer :
Le Recteur de l'Académie
de Paris,
Jean SARRAILH

